

[illegible]

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
„КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА ПРОМИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

До захисту допущено

Завідувач кафедри

Ю.С. Ямненко

(підпис)

(ініціали, прізвище)

”_____” _____ 2019р.

Дипломний проект
на здобуття ступеня бакалавра

з напрямку підготовки _____ 6.050802 Електронні пристрої та системи
(код та назва напрямку підготовки або спеціальності)

на тему Трифазний мостовий керований випрямляч з несиметричним законом управління

Виконав: студент 4 курсу, групи ДС-51

Татарченко Альона Ігорівна

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Керівник д.т.н., проф. Ямненко Ю. С.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Консультанти:

_____ (назва розділу)

_____ (вчені ступінь та звання, прізвище, ініціали)

_____ (підпис)

Рецензент

_____ (посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному проекті
немає запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань

Студент _____
(підпис)

Київ – 2019 року

**Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського”**

Факультет електроніки

(повна назва)

Кафедра промислової електроніки

(повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Напрямок підготовки 6.050802 Електронні пристрої та системи

(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Ю.С. Ямненко
(підпис) (прізвище ініціали)

«__» _____ 2019 року

**З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ СТУДЕНТУ**

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Трифазний мостовий керований випрямляч

Керівник проекту Ямненко Юлія Сергіївна, Професор, доктор технічних наук,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від « 23 » березня 2019 року № 1008-с

2. Строк подання студентом проекту _____

3. Вихідні дані до проекту номінальне значення напруги 3-х фазної мережі живлення $E_{1ном} = 380$ В; мінімальне і максимальне значення напруги мережі живлення $E_{1min} = 323$ В; $E_{1max} = 418$ В; частота живильної мережі $f_c = 50$ Гц; номінальне значення вихідної напруги $U_d = 112$ В; діапазон плавного регулювання вихідної напруги від $U_{dmin} = 105$ В до $U_{dmax} = 125$ В; амплітуда пульсації вихідної напруги (по основній гармоніці) $U(1)m \leq 1,2$ В; максимальний і мінімальний струми навантаження випрямляча $I_{dmax} = 10$ А; $I_{dmin} = 4$ А; внутрішній опір стабілізатора $\leq 0,05$ Ом.

4. Зміст (дипломної роботи) пояснювальної записки (перелік завдань, які потрібно розробити) Схеми випрямлячів, система управління, розрахункова частина (розрахунок силової частини випрямляча, блок-схема програми системи управління, код програми)

5. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо)

Схема електрична структурна

Схема електрична принципова

Слайди презентації

6. Консультанти розділів проекту

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Технічний			

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Строки виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналіз схем випрямлячів	15.04-22.04	
2	Вибір та обґрунтування схеми	23.04-30.04	
3	Розробка структурної схеми	01.05-08.05	
4	Розрахунок елементів силової частини випрямлячем	09.05-16.05	
5	Вибір та обґрунтування системи управління	17.05-23.05	
6	Моделювання та алгоритм системи управління	24.05-31.05	
7	Розробка принципової схеми	01.06-07.06	
8	Підготовка до захисту ДП	08.06-18.06	
9	Захист ДП	19.05	

Студент

_____ (підпис)

_____ (ініціали, прізвище)

Керівник проекту

_____ (підпис)

_____ (ініціали, прізвище)

АНОТАЦІЯ

У бакалаврській роботі розроблена схема трифазного мостового керованого випрямляча з несиметричним законом управління. Для розробки було проаналізовано існуючі схеми випрямлячів та систем їх керування. Перевагами розробленої схеми є відсутність необхідності формувати довгі або здвоєні імпульси, можливість безпосереднього підключення системи керування до силової частини без здійснення гальванічної розв'язки між ними. Використання в схемі випрямляча керованих вентилів дозволяє затримувати початок проходження струму через черговий вентиль, який вступає в роботу по відношенню до моменту його природного відмикання. Вибрана схема широко застосовується в випрямлячах невеликої потужності. На основі мікроконтролера Atmega16 реалізована багатоканальна система управління для випрямляча.

ANOTATION

In the bachelor's work the scheme of a three-phase bridge controlled rectifier with an asymmetric control law is developed. For development, existing schemes of rectifiers and their control systems were analyzed. The advantages of the developed scheme are the absence of the need to form long or dual pulses, the ability to directly connect the control system to the power unit without making a galvanic isolation between them. The use in the circuit of the rectifier of controlled valves allows to delay the beginning of the passage of current through the next valve, which recruits against the moment of its natural disengagement. The chosen circuit is widely used in rectifiers of low power. Based on the Atmega16 microcontroller, a multichannel control system for the rectifier is implemented.

3MICT

ВСТУП.....	5
1. СХЕМИ ВИПРЯМЛЯЧІВ.....	7
1.1. Однофазні випрямлячі.....	7
1.1.1. Півперіодний випрямляч.....	7
1.1.2. Мостова схема.....	9
1.1.3. Схема випрямляча з нульовим виводом.....	11
1.2. Трифазні випрямлячі.....	13
1.2.1. Схема Миткевича.....	13
1.2.2. Схема Ларіонова.....	15
1.3. Однофазні керовані випрямлячі.....	17
1.3.1. Однофазний півперіодний керований випрямляч.....	17
1.3.2. Однофазний двопівперіодний керований випрямляч.....	20
1.3.3. Однофазний симетричний мостовий керований випрямляч.....	22
1.3.4. Однофазний несиметричний мостовий керований випрямляч..	25
1.4. Трифазні керовані випрямлячі.....	26
1.4.1. Трифазний керований випрямляч з нульовим виводом.....	26
1.4.2. Трифазний мостовий керований випрямляч.....	28
1.4.3. Трифазний мостовий несиметричний керований випрямляч....	30
2. СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ.....	33
2.1. Синхронний фазозміщуючий пристрій вертикального типу	35
2.1.1. Косинусний принцип керування.....	36
2.1.2. Лінійний принцип керування.....	38

					ДС51.512110.001.ПЗ							
					Трифазний мостовий керований випрямляч з несиметричним законом управління	Лім.		Маса		Масштаб		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата					1		1 : 1	
Розроб.		Татарченко А.										
Перевір.		Ямненко Ю.С..										
						Арк.		3		Аркушів 1		
Н. Контр.		Батрак Л.Н.			Пояснювальна записка	НТУУ «КПІ» ім. І. Сікорського ФЕЛ Каф ПЕ						
Затверд.		Ямненко Ю.С.										

2.1.3. Цифрові системи керування.....	39
2.2. Асинхронний фазозміщуючий пристрій вертикального типу.....	41
2.3. Багатоканальна система управління.....	43
2.4. Одноканальна система управління.....	46
3. РОЗРАХУНКОВА ЧАСТИНА.....	49
3.1. Розрахунок силовій частини випрямляча.....	49
3.2. Система управління випрямлячем.....	58
3.2.1. Широтно-імпульсна модуляція на мікроконтролері AVR.....	58
3.2.2. Розрахунок частоти імпульсів управління.....	60
3.2.3. Блок-схема програми системи управління.....	61
3.2.4. Код програми.....	62
ВИСНОВКИ.....	63
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	65
ABSTRACT.....	68

ВСТУП

Змінний струм легко перетворюється за допомогою трансформаторів, він передається по проводах з мінімальними втратами. Державні електростанції, що постачають електроенергію промисловим підприємствам, виробляють змінний струм.[1] Однак для деяких застосувань змінний струм принципово не годиться. Багато електричних пристроїв на міському та залізничному транспорті, в хімічній і радіотехнічній промисловості, у кольоровій металургії і ін. працюють на струмі постійного напрямку різної напруги. 25-30% електричної енергії використовується в пристроях, що працюють на постійному струмі: заряджати акумулятори необхідно постійним струмом, світлодіоди вимагають постійного струму, і багато де ще просто не обійтися без постійного струму[2].

Однофазний випрямляч напруги підходить тільки для схем з відносно невеликим споживаним струмом. Трифазні випрямлячі володіють найкращою характеристикою випрямлення змінного струму - меншим коефіцієнтом пульсацій вихідної напруги в порівнянні з однофазними випрямлячами, що значно знижує вимоги до згладжючого фільтру[3]. Пов'язано це з тим, що в трифазному електричному струмі синусоїди різних фаз «перекривають» один одного. Після випрямлення такої напруги, складання амплітуд різних фаз не відбувається, а виділяється максимальна амплітуда зі значень всіх трьох фаз вхідної напруги.

Випрямлячі широко використовуються в блоках живлення комп'ютерів, агрегатах безперебійного живлення, зарядних пристроях для мобільних телефонів і ноутбуків, на перетворювальних підстанціях електричного транспорту, в електроприводах постійного струму, для живлення електрифікованого транспорту, електролізних процесів, засобів автоматизації, різноманітних електронних схемах і т.д[4].

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						5
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Півперіодні випрямлячі використовуються в якості випрямлячів напруги в схемах, які споживають слабкий струм, а також в якості випрямлячів імпульсних джерел живлення. Вони абсолютно не підходять в якості випрямлячів напруги синусоїдальної форми для пристроїв, які споживають великий струм.

Прикладом використання півперіодного випрямляча може служити простий зарядний пристрій для телефону. Так як зарядний пристрій сам по собі малопотужний, то в ньому застосовується півперіодна схема, причому як у вхідному мережевому випрямлячі 220V (50 Гц), так і в вихідному, де потрібно випрямити змінну напругу високої частоти з вторинної обмотки імпульсного трансформатора[5].

Трифазні випрямлячі в побутовій техніці, зазвичай, не використовуються. Єдиний прилад, який може використовуватися в побуті це зварювальний апарат.

Трифазні потужні випрямлячі використовуються в електровозах, міському електротранспорті (трамвай, тролейбус, метро), в промислових установках для електролізу. Так само промислові системи очищення газових сумішей, бурове і зварювальне обладнання використовують трифазні випрямлячі[6].

В дипломній роботі буде розглянуто різні види випрямлячів, системи управління ними, а також, промодульовано, досліджено і розраховано схему трифазного мостового несиметричного керованого випрямляча.

1. СХЕМИ ВИПРЯМЛЯЧІВ

1.1. Однофазні випрямлячі

1.1.1. Півперіодний випрямляч

На рис. 1.1. зображена схема однофазного півперіодного випрямляча.

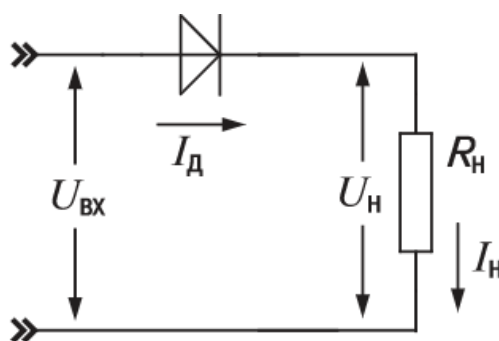


Рис. 1.1. Схема однофазного півперіодного випрямляча

Графіки, що пояснюють його роботу при синусоїдальній вхідній напрузі, представлені на рис. 1.2.

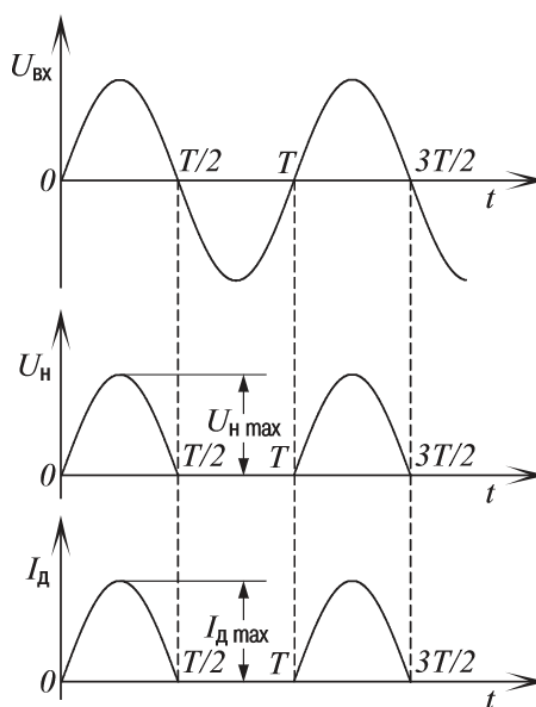


Рис. 1.2. Часові діаграми роботи однофазного півперіодного випрямляча

При подачі змінної синусоїдальної напруги на первинну обмотку трансформатора напруга на затискачах вторинної його обмотки також буде змінною синусоїдальною і рівно $U_{ex} = U_{ex\max} \sin(\omega t)$, де U_{ex} - середнє значення вхідної напруги випрямляча, $U_{ex\max}$ - амплітудне значення вхідної напруги випрямляча. Діод проводить електричний струм тільки в тому випадку, коли його анод щодо катода матиме позитивний потенціал. Тому струм в ланцюзі - вторинна обмотка, діод і навантаження - буде протікати тільки в одному напрямку, тобто протягом однієї половини періоду змінної напруги U_{ex} . В результаті цього струм, що протікає в ланцюзі навантаження, виявляється пульсуючим.

Середнє значення випрямленої напруги:

$$U_{ex} = \frac{U_{ex\max}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U_{ex}}{\pi} \approx 0.45U_{ex}.$$

Максимальне значення струму:

$$I_{\max} = U_{2\max} / R_n,$$

де R_n - опір постійного струму.

Протягом половини періоду, коли анод діода має негативний щодо катода потенціал, діод струму не проводить. Напруга, що сприймається діодом в непровідний півперіод, називається зворотною напругою U_{ze} . Зворотня напруга на діоді буде визначатися напругою на вторинній обмотці. Максимальне значення напруги $U_{ze} = U_{2\max}$, де $U_{2\max}$ - амплітудне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора.

Недоліки такої схеми випрямлення: великі пульсації випрямленого струму і напруги, а також погане використання трансформатора, оскільки по його вторинній обмотці протікає струм тільки протягом половини періоду. Таку установку використовують в малопотужних системах, коли випрямлений струм малий. [7]

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						8
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

1.1.2. Мостова схема

Схема однофазного мостового випрямляча представлена на рис. 1.3. Вона складається з чотирьох діодів, включених по мостовій схемі, два з яких, з'єднуючись анодами, утворюють загальний від'ємний полюс випрямляча, а два інших, з'єднуючись катодами, утворюють загальний позитивний полюс випрямляча. В одну діагональ моста включається вторинна обмотка трансформатора, в іншу – навантаження. Часові діаграми показані на рис. 1.4.

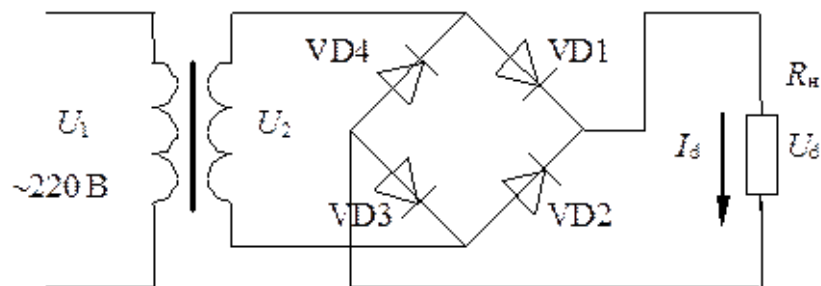


Рис. 1.3. Схема однофазного мостового випрямляча

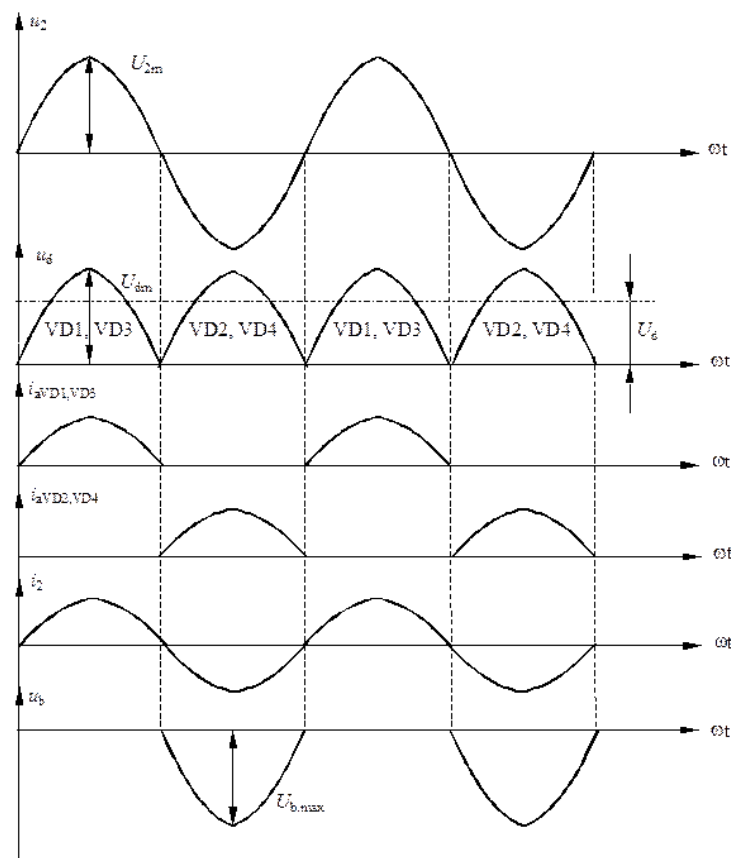


Рис. 1.4. Часові діаграми роботи однофазного мостового випрямляча

На рис.1.4. зображені графіки U_2 - напруга вторинної обмотки трансформатора, U_{2m} - амплітудне значення напругу вторинної обмотки трансформатора, U_d - випрямлена напруга на виході випрямляча, U_{dm} - амплітудне значення випрямленої напруги, $i_{VD1}i_{VD2}i_{VD3}i_{VD4}$ - струми на діодах VD1, VD2, VD3, VD4 відповідно, i_2 - струм на другій обмотці трансформатора.

Схема є двопівперіодною, так як струм через навантаження протікає протягом обох півперіодів напруги живлення.

В даній схемі у трансформатора тільки одна вторинна обмотка, але в навантаження надходять два півперіоди напруги вторинної обмотки трансформатора. У непарні півперіоди струм проходить через діод VD1, навантаження, діод VD3. У парні - через діод VD2, навантаження, діод VD4.

Середнє значення випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_2}{\pi} \approx 0.9U_2,$$

де U_2 - напруга вторинної обмотки трансформатора[8].

Недоліки:

- необхідність застосування чотирьох вентилів, що призводить до підвищених втрат в них і більшого падіння напруги в випрямлячі;
- діюче значення струму вторинної обмотки в 2 рази більше, ніж в разі двофазної півперіодної схеми, що вимагає збільшення діаметра дроту на 20%.

Переваги:

- вдвічі менша максимальна зворотня напруга на вентилі;
- краще використання обмоток трансформатора, тому менше його типова (розрахункова) потужність, вага, габарити і вартість;
- в 2 рази менше напруга і число витків вторинної обмотки трансформатора;
- не потрібно вивід середньої точки вторинної обмотки трансформатора.

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						10
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

1.1.3. Схема випрямляча з нульовим виводом

Схема однофазного випрямляча з нульовим виводом наведена на рис. 1.5. Двопівперіодне випрямлення в схемі досягається виконанням трансформатора з двома вторинними обмотками. Обмотки з'єднані послідовно і мають загальну нульову (середню) точку. Вільні кінці вторинних обмоток трансформатора приєднані до анодів вентилів U_1 і U_2 , а пов'язані між собою катоди вентилів утворюють позитивний полюс випрямляча. Негативним полюсом випрямляча є загальна (нульова) точка з'єднання вторинних обмоток. Таким чином трансформатор служить в цій схемі як для узгодження величини напруги живлення і напруги на навантаженні, так і для створення середньої (нульової) точки. Очевидно, що напруги на виводах вторинних обмотках трансформатора U_A і U_B однакові за величиною і зсунені щодо нульової точки на 180° , тобто знаходяться в протифазі.

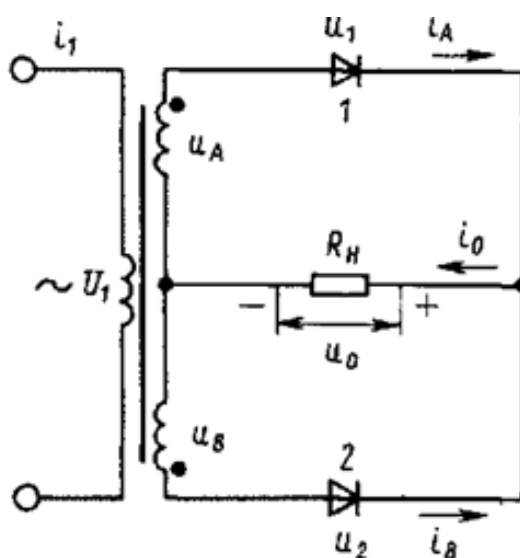


Рис. 1.5. Схема однофазного випрямляча з нульовим виводом

Часові діаграми роботи однофазного двухпівперіодного випрямляча з виводом нульової точки трансформатора представлені на рис 1.6, де а - фазні напруги вторинної обмотки трансформатора (U_A і U_B); б - випрямлена напруга (U_0) і струм (i_0); в - напруга на вентилі; г - струм фази А вторинної

обмотки трансформатора (i_A) і вентиля; д - струм фази В вторинної обмотки трансформатора (i_B) і вентиля 2; е - струм первинної обмотки трансформатора (i_1).

В кожен момент часу проводить струм той діод, потенціал анода якого позитивний. Тому на інтервалі $0 - \pi$ відкритий діод Д1 і до опору навантаження R_n прикладено фазна напруга вторинної обмотки трансформатора. Діод Д2 в інтервалі $0 - \pi$ закритий, так як до нього прикладена негативна напруга. В кінці інтервалу напруги і струми в схемі дорівнюють нулю. [9]

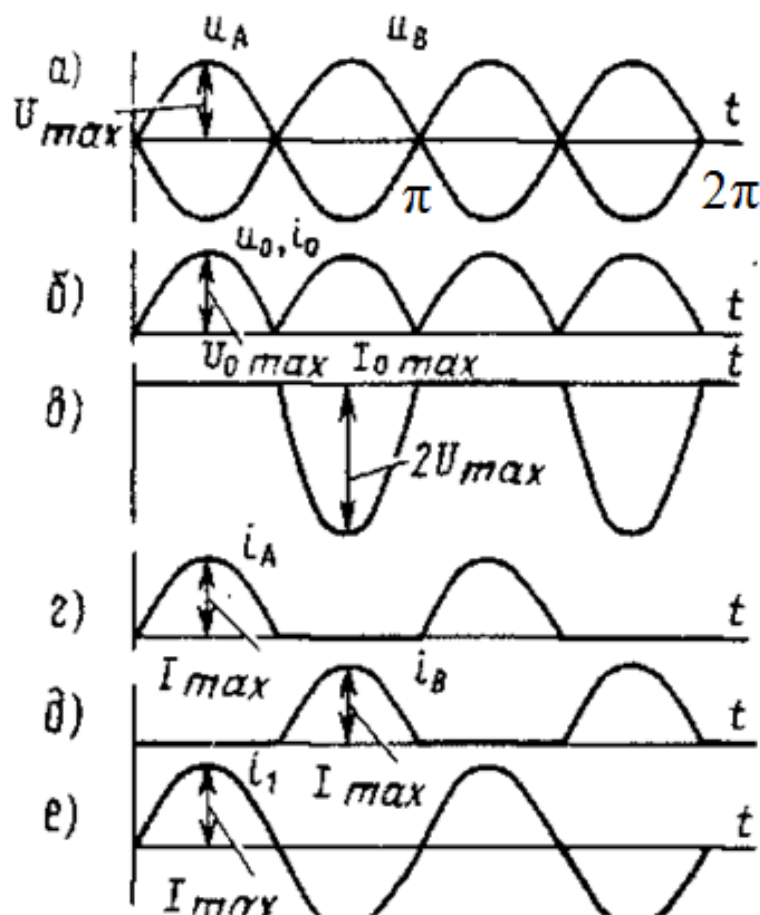


Рис. 1.6 Часові діаграми роботи однофазного випрямляча з нульовим виводом

На наступному інтервалі роботи схеми $\pi - 2\pi$ напруги на первинній і вторинній обмотках змінюють свою полярність на зворотну, тому діод Д2 буде відкритий, а діод Д1 - закритий. Форма струму навантаження при чисто

активному навантаженні повторює форму напруги. Діоди Д1 і Д2 проводять струм по черзі протягом півперіоду.

Переваги схеми випрямляча: за рахунок малого числа комутованих елементів зменшуються втрати в випрямленій ланці, що дозволяє використовувати схему при високому струмі навантаження. Існує можливість розміщення напівпровідників на одному радіаторі без ізолятора.

Недоліки схеми випрямлення: при відключенні діода за рахунок наведення ЕРС з працюючої півобмотки в непрацюючу відбувається подвоєння напруги, що прикладається до діода в закритому стані. Це не дозволяє використовувати схему при високих рівнях випрямленої напруги. Крім того на кожному такті бере участь в роботі тільки одна з півобмоток, що погіршує використання трансформатора. [10]

1.2. Трифазні випрямлячі

1.2.1. Схема Миткевича

Найпростіша схема Миткевича називається ще «три чверті моста паралельно», що означає три силових діода включених паралельно через вторинні обмотки трифазного трансформатора, що зображена на рис. 1.7.

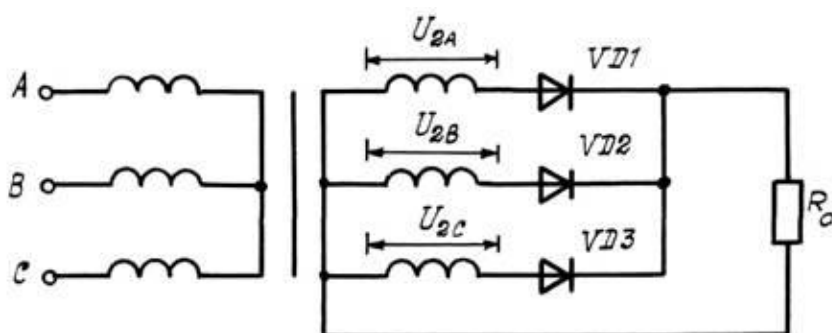


Рис. 1.7 Схема трифазного випрямляча за схемою Миткевича

Первинні обмотки трансформатора можуть бути з'єднані зіркою або трикутником, вторинні обмотки з'єднуються тільки зіркою з виводом нульової

точки. Резистор навантаження R_d включається між точкою з'єднання діодів і нульовим виводом. Таким чином, трифазна схема випрямлення з нульовим виводом є поєднанням трьох однофазних випрямлячів, що живляться трьома симетричними напругами і працюють на загальне навантаження.

На рис. 1.8. показані часові діаграми випрямляча зібраного по схемі Миткевича, де U_2 - напруги вторинних обмоток трансформатора, U_d - випрямлена напруга на виході випрямляча, $i_{vd1}i_{vd2}i_{vd3}$ - струми на діодах VD1, VD2, VD3 відповідно, U_{vd1} - напруга на діоді VD1.

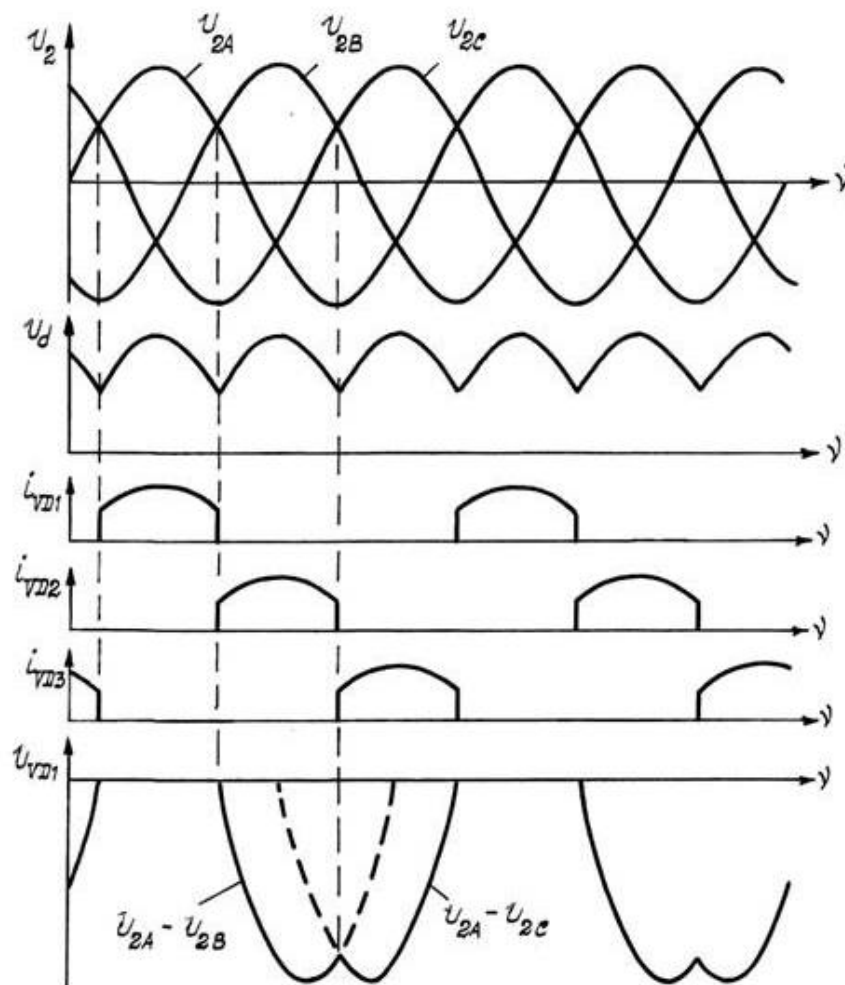


Рис. 1.8 Часові діаграми роботи трифазного випрямляча за схемою Миткевича

В даному випрямлячі в будь-який довільно обраний момент часу відкритий (проводить струм) той діод, анод якого знаходиться під найбільшим позитивним потенціалом. Аноди двох інших діодів матимуть менший

потенціал і ці діоди закриті, оскільки найбільший позитивний потенціал відкритого діода виявиться замикаючим для них.

Зворотна напруга на діоді визначається виходячи з того, що до електродів закритих діодів прикладена різниця потенціалів, відповідна лінійному напрузі вторинних обмоток трансформатора.

Кожна фазна обмотка трансформатора даної схеми працює лише протягом однієї третини періоду відповідної фазної напруги, при цьому струм протікає по обмотці тільки в одному напрямку. Тому з'являється постійна складова струму, яка викликає вимушене підмагнічування магнітопроводу трансформатора[11].

Середнє значення випрямленої фазної напруги визначається виразом:

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} U_2 \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t.$$

Коефіцієнт пульсацій на навантаженні дуже малий, що дозволяє використовувати конденсатори фільтра невеликої ємності і малих габаритів.

Основним недоліком трифазної схеми Миткевича є вимушене підмагнічування магнітопроводу трансформатора, що призводить до підвищення його габаритної потужності в порівнянні з аналогічною для однофазної мостової схеми випрямлення[12].

За трифазною півперіодною схемою виконуються випрямлячі середньої і великої потужності. Переважно ця схема застосовується в низьковольтних пристроях. На виході вдається отримати пульсацію напруги близько 13%. Це відповідає вимогам до якості напруги живлення більшості пристроїв.

1.2.2. Схема Ларіонова

Схема випрямляча за схемою Ларіонова наведена на рис. 1.9. Верхню групу діодів схеми прийнято називати катодною, а нижню – анодною[13].

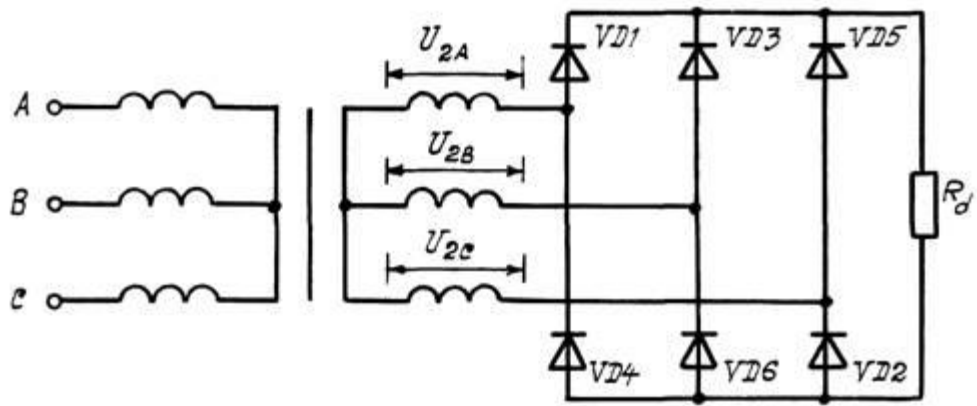


Рис. 1.9 Трифазна схемою Ларіонова

Часові діаграми роботи діодів наведені на рис. 1.10.

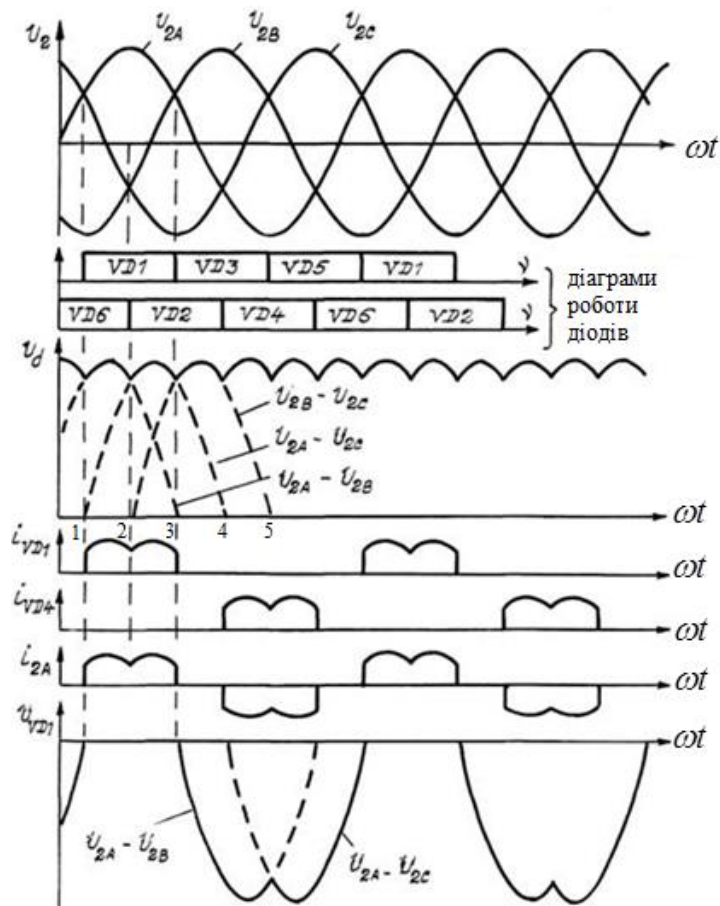


Рис. 1.10 Часові діаграми роботи трифазного випрямляча за схемою Ларіонова

Напругу на виході схеми (рис. 1.9.), можна представити як суму двох трифазних однокатних випрямлячів, що працюють в протифазі. Це можна

записати як $U_d = U_{d1} + U_{d2}$, де U_{d1} - напруга на виході першого уявного трифазного одноктного випрямляча, U_{d2} - напруга на виході другого уявного трифазного одноктного випрямляча. Це дозволяє збільшити кількість фаз на виході схеми і тим самим збільшити основну частоту пульсацій вихідної напруги, що дозволяє зменшити вимоги до згладжуючого фільтру, а в ряді випадків взагалі відмовитися від нього.

На схемі нумерація діодів відповідає послідовності їх вступу в роботу. Так, наприклад, на інтервалі 1-2, струм пропускають діоди VD1, VD6, на інтервалі 2-3 - діоди VD1, VD2 і т.д.

На інтервалі 1-2 випрямлена напруга визначається різницею фазних напруг U_{2A} і U_{2B} , на інтервалі 2-3 - $U_d = U_{2A} - U_{2C}$ і т.д. Таким чином, випрямлена напруга має шестикратні пульсації змінної складової, хоча кут провідності кожного діода такий же, як в трифазній схемі з середньою точкою.

У випрямлячі за схемою Ларіонова немає вимушеного намагнічування сердечника трансформатора, так як струм в кожній вторинній обмотці протікає двічі за період, причому в протилежних напрямках. [14]

1.3. Однофазні керовані випрямлячі

1.3.1. Однофазний півперіодний керований випрямляч

Керованим називається такий випрямляч, який окрім випрямлення змінної напруги здійснює ще і її регулювання.

Найпростіша схема однофазного півперіодного керованого випрямляча представлена на рис. 1.11. Трансформатор Т грає подвійну роль: він служить для подачі на вхід випрямляча напруги U_2 , відповідного заданій величині випрямленої напруги U_d і забезпечує гальванічну розв'язку ланцюга навантаження і живлячої мережі.

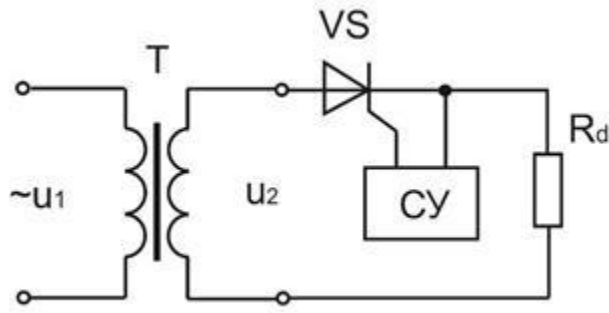


Рис. 1.11. Схема півперіодного керованого випрямляча

В якості силового вентиля в цій схемі випрямлення використовується тиристор (вентиль з частковою керованістю). Принципово тут можна використовувати повністю керований вентиль (транзистор або двухопераційний тиристор), властивості останніх дозволяють їх використовувати тільки в вентильних перетворювачів порівняно невеликої потужності. Перетворювачі середньої і великої потужності зазвичай будуються на тиристорах[15].

Як відомо, для переходу тиристора в провідний стан необхідне виконання одночасно двох умов: наявність позитивного потенціалу на аноді щодо катода $U_{ак}$; наявність в ланцюзі управління струму I_y , достатнього для включення тиристора даного для розрахунку $U_{ак}$. Формування струму управління здійснюється спеціальним пристроєм (системою управління) (СУ).

Для даної схеми одночасне виконання цих умов можливо лише в позитивні півперіоди напруги живлення. СУ повинна формувати відкриваючі імпульси лише в позитивні півперіоди напруги живлення.

При подачі на тиристор VS відкриваючого імпульсу в момент часу $\alpha = \theta$ тиристор VS відкривається і до навантаження прикладається напруга живлення U_2 протягом решти позитивного півперіоду. Оскільки навантаження R - активне, то струм в навантаженні повторює форму напруги.

Така комутація вентиля під дією напруги джерела живлення, періодично змінює свою полярність, називається природною.

З рис. 1.12. видно, що зміна α призводить до зміни частини позитивного півперіоду, протягом якого напруга живлення прикладена до навантаження, що призводить до регулювання споживаної потужності. Кут α характеризує затримку моменту відкриття тиристора по відношенню до моменту його природного відкриття і називається кутом управління вентиля.

U_1 - напруга на первинній обмотці трансформатора, e і i - випрямлені ЕРС і струм, U_B - напруга на вентилі VS, $U_{np\max}$ - максимальне значення прямої напруги на вентилі, $U_{звор\max}$ - максимальне значення зворотної напруги на вентилі.

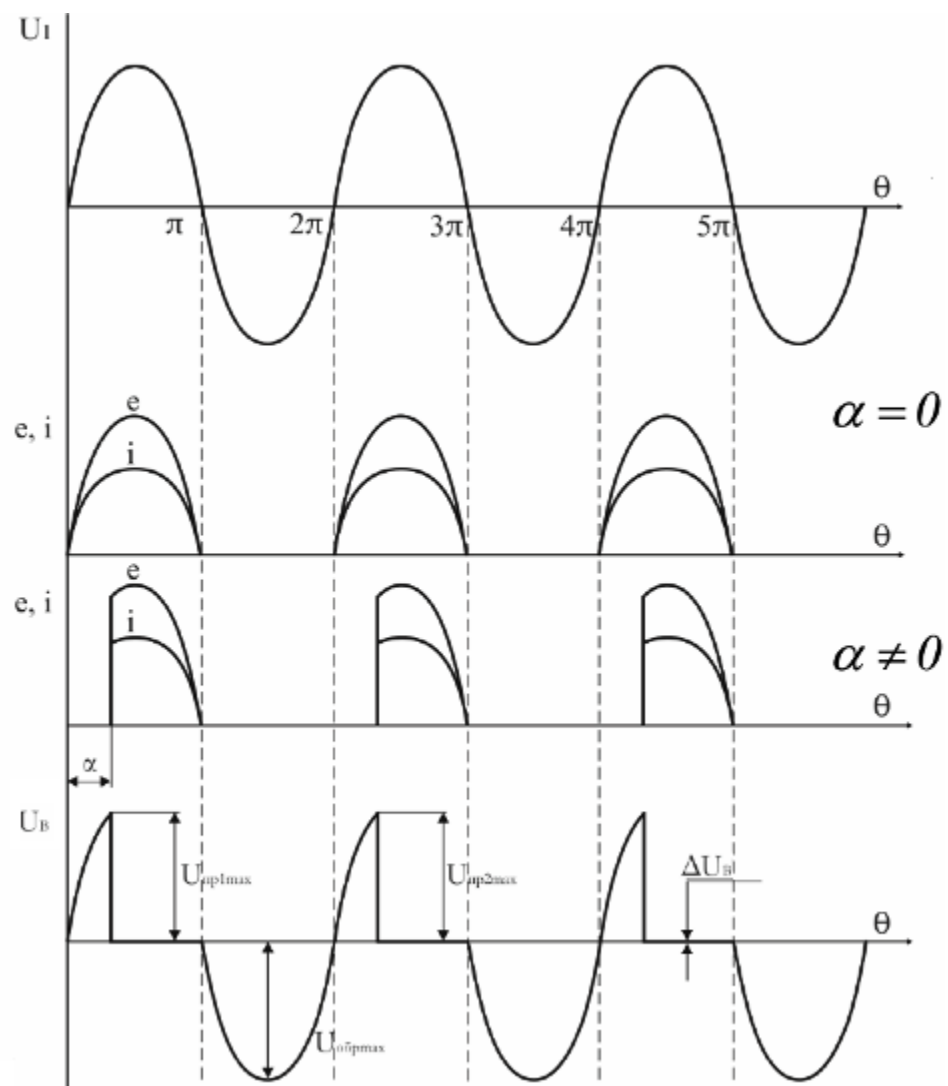


Рис. 1.12. Діаграми роботи випрямляча на R-навантаження

Нехай в позитивний півперіод напруги U_2 СУ формує сигнал на включення тиристора із зсувом по фазі на кут α відносно точки 0. Тоді струм в навантаженні буде протікати на інтервалі $(\alpha \dots \pi)$ під дією випрямленої напруги U_d (рис. 1.12).

У точці π тиристор закриється, так як полярність напруга U_2 зміниться на протилежну, і знову тиристор зможе відкритися тільки в точці $(2\pi + \alpha)$, коли система управління знову подасть сигнал на його включення.

Постійна складова випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi} \cdot U_2 (1 + \cos \alpha).$$

Переваги: мінімальна кількість елементів, простота реалізації, простота системи управління.

Недоліки: низький ККД, висока пульсація випрямленої напруги[16].

1.3.2. Однофазний двопівперіодний керований випрямляч

На рис. 1.13 представлені схема керованого двопівперіодного випрямляча з нульовою точкою. При подачі напруги на первинну обмотку трансформатора у вторинній обмотці буде виникати синусоїдальна напруга, яка в перший півперіод прикладається до тиристора VS1, а в другій - до тиристора VS2.

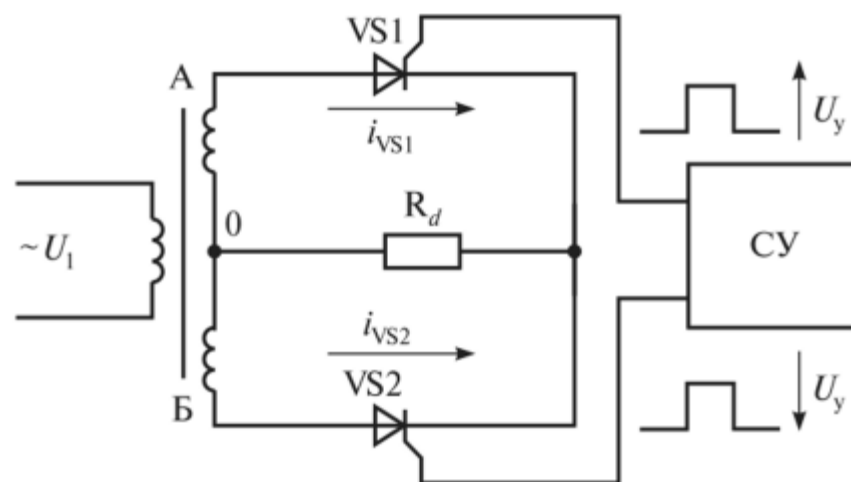


Рис. 1.13 Схема керованого двопівперіодного випрямляча

Якщо на анод тиристора VS1 подати позитивний потенціал першого півперіоду, а на керуючий електрод - відпираючий імпульс, то тиристор VS1 відкривається і через нього на навантаження потече струм I_{VS1} . При цьому тиристор VS2 закритий, так як до нього докладено зворотна напруга.

При зміні напрямку струму на протилежне тиристор VS1 закривається зворотною напругою, а тиристор VS2 при подачі на його керуючий електрод імпульсу відкривається. Тоді через тиристор VS2 і навантаження потече струм I_{VS2} .

Для зміни випрямленої напруги необхідно змінювати кут регулювання α , тобто зрушувати по фазі імпульси управління U_y щодо напруги на анодах тиристорів.

Кут регулювання α необхідно змінювати від 180° до нуля. При максимальному куті відкриття на виході буде мінімальне значення випрямленої напруги, і навпаки, при мінімальному куті регулювання на виході керованого випрямляча буде максимальне значення напруги.

Часові діаграми роботи керованого двопівперіодного випрямляча з нульовою точкою показані на рис. 1.14.

Середнє значення випрямленої напруги U_d від кута керування α :

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2},$$

де U_{d0} - середнє значення випрямленої напруги при $\alpha = 0$.

Часові діаграми роботи керованого двопівперіодного випрямляча з нульовою точкою показані на рис. 1.14, де U - напруга вторинних обмоток трансформатора, U_y - напруга імпульсів управління випрямлячем, i_d - випрямлений струм на виході випрямлячів[17].

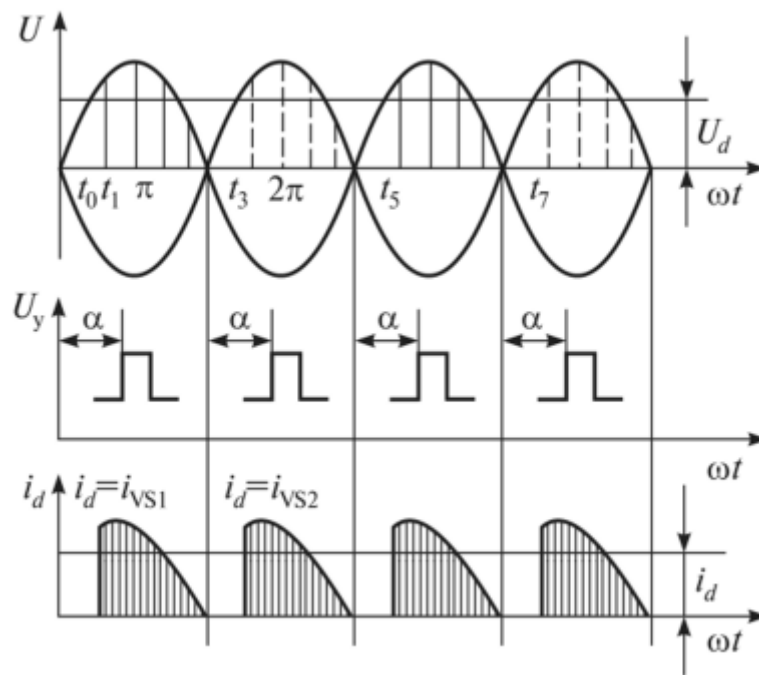


Рис. 1.14 Часові діаграми однофазного двопівперіодного випрямляча

Переваги: розвантаження режиму роботи тиристорів, високий ККД, низька пульсація випрямленої напруги.

Недоліки: ускладнена система управління, збільшений розмір трансформатора.

1.3.3. Однофазний симетричний мостовий керований випрямляч

Повністю керовані мостові перетворювачі широко використовуються в управлінні швидкістю машин постійного струму і легко досягаються шляхом заміни всіх чотирьох діодів мостового випрямляча тиристорами.

Мостовий випрямляч може бути зібраний за симетричною або за несиметричною схемою. В першому випадку всі чотири вентиля є тиристорами, в другому – два вентиля анодної чи катодної групи є діодами.

Силовa схема симетричного однофазного мостового випрямляча представлена на рис. 1.15.

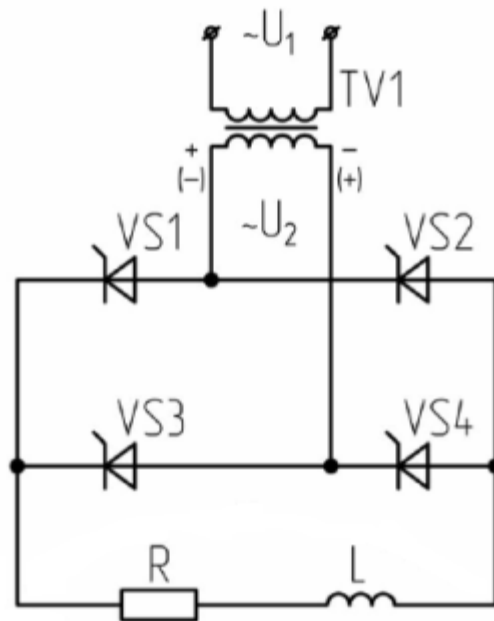


Рис. 1.15. Схема симетричного однофазного мостового випрямляча

Вентильний міст містить дві групи вентилів - катодний (непарні вентиля) та анодний (парні вентиля). У мостовій схемі струм проводять одночасно два вентиля - один з катодного групи і один з анодної.

Вентилі включаються так, що в позитивні півперіоди напруги U_2 струм протікає через вентиля VS1 і VS4, а в негативні півперіоди - через вентиля VS2 і VS3. Коли всі тиристори закриті, то до кожного з них прикладається половина напруги живлення.

Часові діаграми роботи однофазного мостового випрямляча на активне навантаження показані рис. 1.16, де U_2 - напруга вторинної обмотки трансформатора, e і i - випрямлені ЕРС і струм, $U_{VS1,VS4}$ - напруга на тиристорах VS1, VS4, $U_{VS2,VS3}$ - напруга на тиристорах VS2, VS3, $U_{звор\ max}$ - максимальне значення зворотної напруги на вентилі.

При $\theta = \alpha$ відкриваються VS1 і VS4 і по навантаженню починає протікати струм. До раніше працюючих тиристорів VS2 і VS3 прикладається повна напруга мережі в зворотному напрямку.

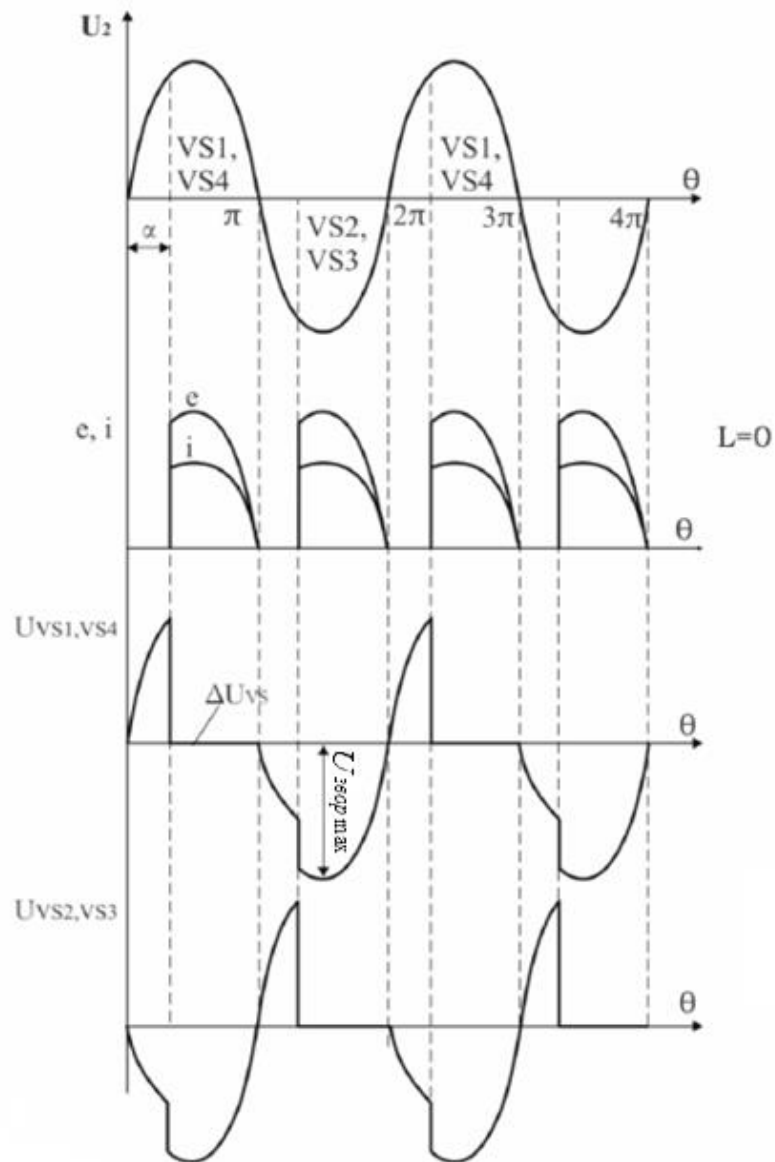


Рис. 1.16 Часові діаграми роботи однофазного мостового випрямляча

При $\theta = \pi$, U_2 змінює свій знак і оскільки навантаження активне, то струм стає рівним нулю, а до VS1 і VS4 прикладається зворотна напруга і вони закриваються.

При $\theta = \pi + \alpha$ відкриваються тиристори VS2 і VS3 і струм по навантаженню продовжує протікати в тому ж напрямку. Струм в даній схемі при $L = 0$ має переривчастий характер і лише при $\alpha = 0$ струм буде гранично-безперервним.

Потім в режимі роботи з безперервною провідністю чотири тиристора постійно переключаються у вигляді чергуються пар для підтримки середнього

або еквівалентного вихідного напруги постійного струму. Як і в разі півкерованих випрямлячів, вихідну напругу можна повністю контролювати, змінюючи кут управління включення тиристорів[18].

Переваги: оптимальне використання можливостей трансформатора, високий ККД, низька пульсація випрямленої напруги.

Недоліки: ускладнена система управління (імпульси керування тиристорами мають бути строго синхронізованими), велике число елементів схеми випрямлення.

1.3.4. Однофазний несиметричний мостовий керований випрямляч

Схема однофазного мостового керованого випрямляча з несиметричним управлінням зображена на рис. 1.17.

Кожен діод працює в парі з тиристором. Перевагою несиметричної схеми є спрощення системи керування, оскільки імпульси керування необхідно подавати лише на два вентиля. Це дає вигоду з точки зору вартості комплекту вентилів і спрощення системи управління випрямляча[19].

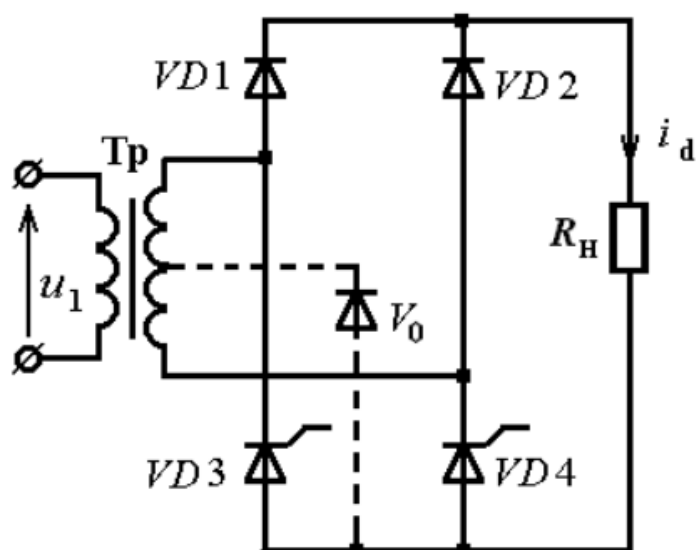


Рис. 1.17 Схема однофазного несиметричного мостового випрямляча

1.4. Трифазні керовані випрямлячі

1.4.1. Трифазний керований випрямляч з нульовим виводом

Трифазні керовані випрямлячі - це випрямлячі середньої та великої потужностей. Схема випрямляча з нульовим виводом зображена на рис. 1.18. Випрямляч зазвичай працює на активно-індуктивне навантаження. Тривалість роботи тиристорів визначається кутом α , значення якого задається системою управління[20].

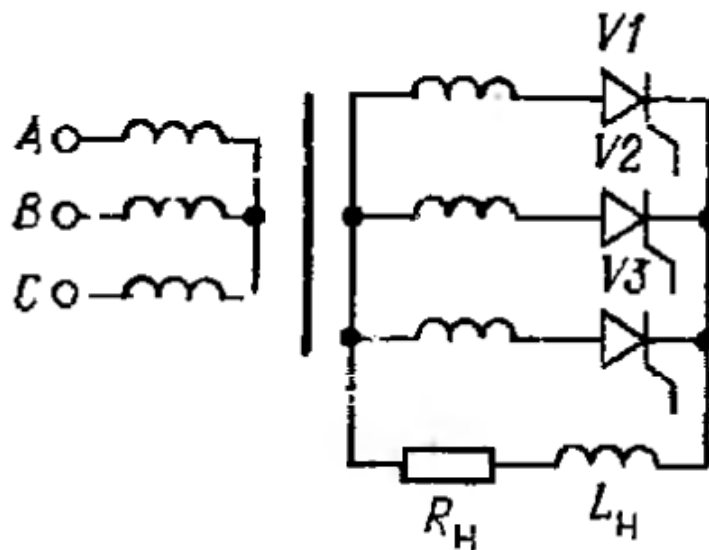


Рис. 1.18. Схема трифазного керованого випрямляча з нульовим виводом

Часові діаграми роботи трифазного випрямляча на активне навантаження ($L_n = 0$) показано на рис.1.19, де U_2 - напруги на вторинних обмотках трансформатора, i_n - випрямлений струм на виході випрямляча при різних кутах регулювання α .

Зміна кута α в бік зменшення або збільшення призводить до зміни середніх значень випрямлених напруги $U_{нсп}$ і струму $I_{нсп}$.

Аналіз часових діаграм випрямляча показує, що при куті управління $\alpha < \pi / 6$ випрямлений струм i_n має безперервний характер і кожен тиристор випрямляча відкритий протягом часу, відповідного куту $2\pi / 3$. При цьому

середнє значення випрямленої напруги для кута $\alpha \neq 0$ визначається за формулою:

$$U_{\text{нсп}} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha+2\pi/3} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = U_{\text{н0}} \cos \alpha, \quad (1)$$

де U_2 - діюча напруги фази вторинної обмотки трансформатора, $U_{\text{н0}}$ - середнє значення випрямленої напруги при $\alpha = 0$.

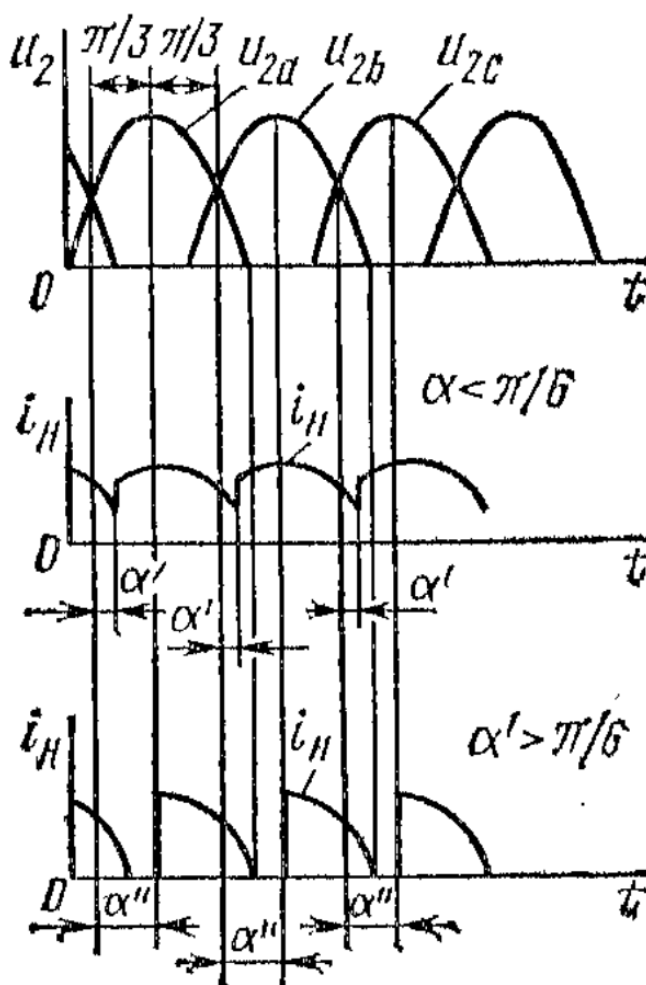


Рис.1.19 Часові діаграми роботи трифазного керованого випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження

При куті управління $\alpha > \pi/6$ в випрямленому струмі $i_{\text{н}}$ з'являються паузи. Тоді середнє значення випрямленої напруги:

$$U_{\text{нсп}} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = U_{\text{н0}} \frac{\sqrt{3}}{3} [1 + \cos(30^\circ + \alpha)] \quad (2)$$

Вирази (1), (2) дозволяють побудувати характеристику управління трифазного випрямляча при $L_H = 0$, яка показана на рис. 1.20. Можна побачити, що при куті управління $\alpha = 150^\circ$ середнє значення випрямленої напруги дорівнює нулю.

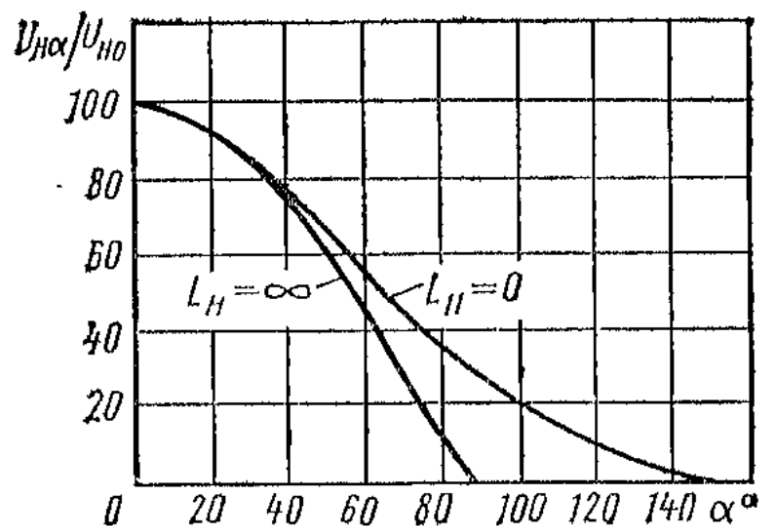


Рис. 1.20. Характеристика управління трифазним керованим випрямлячем з нульовим виводом

При роботі трифазного випрямляча на індуктивне навантаження $L_H = \infty$ тривалість струму через кожен тиристор буде відповідати куту $2\pi/3$. Струм навантаження буде згладжуватися і мати безперервний характер при кутах $\alpha > \pi/6$. Середнє значення випрямленої напруги в цьому випадку визначається за формулою (1)[21].

1.4.2. Трифазний мостовий керований випрямляч

Трифазні мостові керовані випрямлячі найбільш широко поширені в області середніх і великих потужностей, що пов'язано з їх високими енергетичними і експлуатаційними характеристиками. Вентилі схеми (рис. 1.21) утворюють дві групи: катодну (VD1, VD3, VD5) і анодну, і навантаження підключене до двох фаз вторинної обмотки трансформатора. При цьому

сигнал управління, що подається на тиристор катодного групи, випереджає на 180° сигнал, що надходить на тиристор анодної групи.

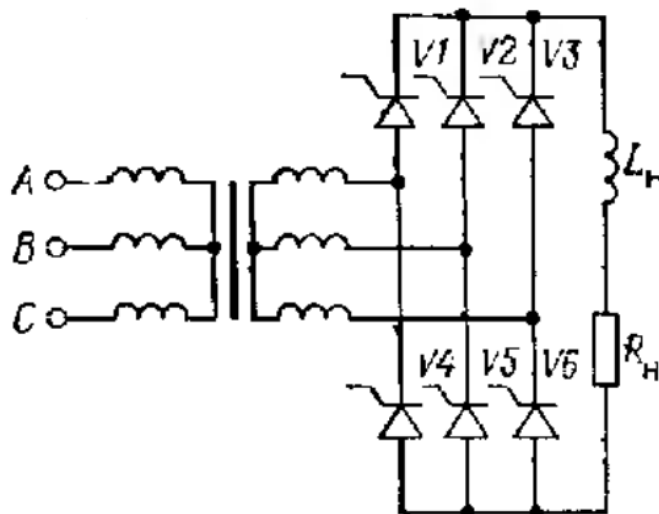


Рис. 1.21 Схема трифазного мостового керованого випрямляча

На рис. 1.22 *а* і *б* зображені криві фазної напруги вторинної обмотки трансформатора (U) і криві випрямленої напруги схеми (U_H) для трьох значень кута управління α .

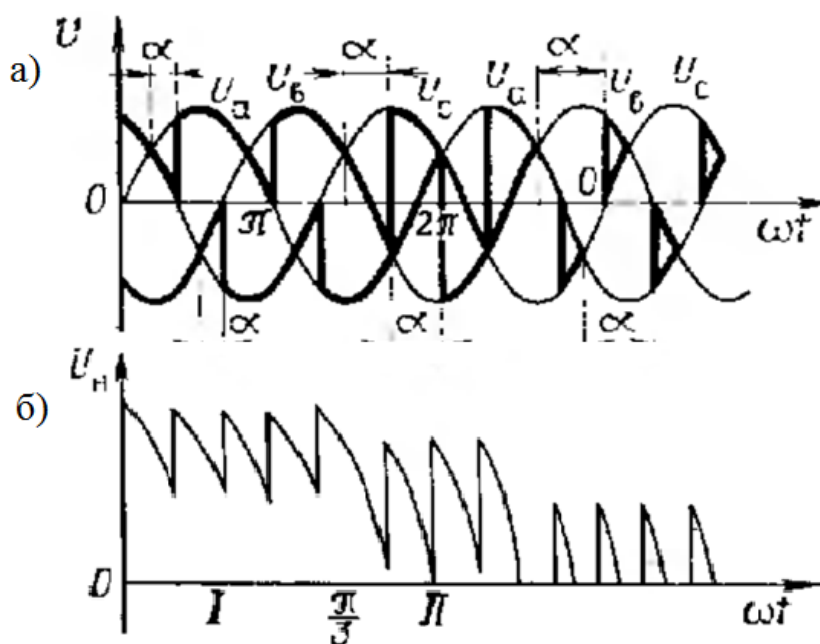


Рис. 1.22. Криві фазної (а) і випрямленої (б) напруги при роботі на активне навантаження трифазного мостового випрямляча

Слід зазначити, що для роботи мостової схеми необхідно подавати на вентилі імпульси управління тривалістю більше 60° або здвоєні імпульси. Причина такої вимоги стає зрозумілою з розгляду принципу роботи схеми.

У разі використання одиночних імпульсів з тривалістю менше 60° не забезпечується пуск випрямляча, так як не можуть включитися одночасно два вентиля в анодній і катодній групах.

Крім того, як видно з рис. 1.22, а при кутах управління $\alpha > 60^\circ$ при активному навантаженні в кривій випрямленої напруги з'являються паузи, і, отже, необхідно одночасно з подачею імпульсу на черговий вентиль, що вступає в роботу подавати повторний імпульс управління на відповідний вентиль в протилежному плечі або ж використовувати імпульси з тривалістю більше 60° .

Крива випрямленої напруги (рис. 1.22,б) в діапазоні зміни кута управління від 0 до 60° неперервна. Для цього режиму середнє значення випрямленої напруги з урахуванням кута управління:

$$U_{на} = U_0 \cos \alpha ,$$

де U_0 - середнє значення випрямленої напруги при $\alpha = 0$.

При кутах управління $\alpha > 60^\circ$ струм навантаження стає переривчастим і для цього режиму середнє значення випрямленої напруги з урахуванням кута управління:

$$U_{на} = U_0 [1 + \cos(\frac{\pi}{3} + \alpha)]$$

Граничним кутом регулювання є в цьому випадку кут $\alpha = 120^\circ$ [22].

1.4.3. Трифазний мостовий несиметричний керований випрямляч

Схема трифазного несиметричного керованого випрямляча зображена на рис.1.23 та містить три тиристора в катодній групі і три діода в анодній групі.

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						30
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Схему цього випрямляча можна подати як послідовне з'єднання керованого (B1, B3, B5) та некерованого (D2, D4, D6) однопівперіодних випрямлячів. Моменти комутації діодів фіксовані, а вмикання тиристорів відбувається відповідно до фази керуючого сигналу[23].

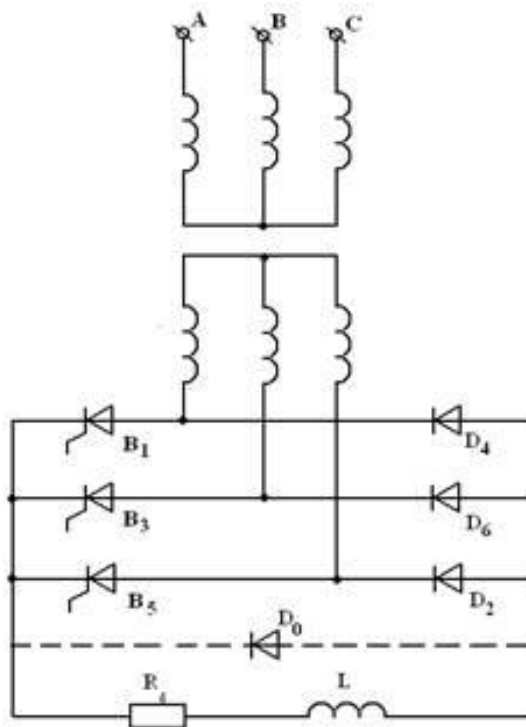


Рис.1.23. Схема трифазного несиметричного керованого випрямляча

Широко застосовується дана схема випрямляча при малих потужностях та обмеженому діапазоні регулювання.

Середнє значення випрямленої напруги схеми з несиметричним керуванням:

$$U_{d\alpha} = U_0 \frac{1 + \cos \alpha}{2},$$

де U_0 - середнє значення випрямленої напруги при $\alpha = 0$.

Діапазон зміни кута регулювання при несиметричному управлінні збільшився до 180° .

Особливістю роботи схеми при активно-індуктивному навантаженні в діапазоні регулювання α є те, що при знятті сигналу управління не вдається забезпечити замикання всіх тиристорів. При знятті сигналу управління

відбувається замикання двох тиристорів, а третій залишається відкритим за рахунок ЕРС самоіндукції навантаження і через нього протікає струм навантаження. Це призводить до зниженню діапазону регулювання напруги і погіршення використання вентилів по струму.

Для підвищення ефективності в схему вводять нульовий вентиль Д0, шунтуючий навантаження, через який розряджається індуктивність навантаження, не перешкоджаючи замикання тиристорів[24].

Трифазна мостова схема керованого випрямляча має ряд переваг: можливість створення випрямлячів великої потужності, високий ККД, низька пульсація випрямленої напруги, ефективне використання можливостей трансформатора. Перевагою несиметричного режиму перед симетричним є менша споживана перетворювачем реактивна потужність та простота реалізації. Несиметрична схема знаходить широке застосування в випрямлячах невеликої потужності.

2. СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ

Силова частина керованого випрямляча, виконана на керованих вентилях - тиристорах, може працювати тільки при подачі на електроди в певні моменти часу імпульсів, що забезпечують включення даних вентилів.

Системи управління являють собою нерідко вельми складні пристрої для обробки інформації і відрізняються великою різноманітністю в залежності від типу перетворювача і області його застосування. Однак функції СУ можуть бути зведені до узагальненого переліку, а саме до виконання двох основних завдань:

1) визначення моментів часу, в які повинні бути включені ті чи інші конкретні вентиля. Ці моменти часу задаються деяким управляючим сигналом, який подається на вхід СУ і визначає її роботу, а в кінцевому рахунку задає значення вихідних параметрів перетворювача (наприклад, середнє значення струму або напруги на виході випрямляча);

2) формування керуючих імпульсів, тобто створення керуючих сигналів, які передаються в потрібні моменти часу на керуючі електроди тиристорів і мають достатні амплітуди, потужність, тривалість, а в деяких випадках певну форму кривої[25].

Крім цього СУ може виконувати й інші функції: здійснення пуску і зупинки агрегату, здійснення захисту від аварійних режимів і т.д. Однак реалізація цих додаткових функцій також зводиться до визначення моментів подачі керуючих імпульсів на тиристори перетворювача або до заборони формування керуючих імпульсів (зупинка агрегату, спрацьовування захисту).

Перше завдання, що виконується СУ, є типовим завданням інформаційної електроніки: перетворення сигналу (напруга, струм або код) в часовий інтервал. У випрямлячах з природною комутацією момент включення вентилів відрховується щодо моменту природної комутації. Така інформаційна задача зводиться до визначення кута управління α , тобто

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		33

фазового зсуву керуючого імпульсу щодо моменту природної комутації. Вузол системи управління, що виконує завдання перетворення сигналу в кутовий інтервал α , називається фазо-зміщуючим пристроєм.

Друге завдання, що виконується СУ, зводиться до формування керуючого імпульсу за формою, тривалістю, амплітудою. Це завдання виконують вузли системи управління, звані вихідними формувачами (ВФ). Найбільш часто формуються керуючі імпульси прямокутної форми. Тривалість, амплітуда і потужність цих імпульсів визначаються відповідно до параметрів силових тиристорів і режимами роботи випрямляча. При створенні вихідних формувачів важливо досягти високої завадостійкості їх роботи, оскільки в силовій частині перетворювача мають місце скачки напруги великої амплітуди, які можуть через паразитні ємності проникнути в СУ.

Узагальнена структурна схема вентильного перетворювача як об'єкта управління приведена на рис. 2.1. Вона складається з силової частини СЧ і системи управління СУ. Остання включає ФЗП, на вхід якого подається сигнал управління U_y , і ВФ, з виходів якого знімаються імпульси управління ІУ[26].

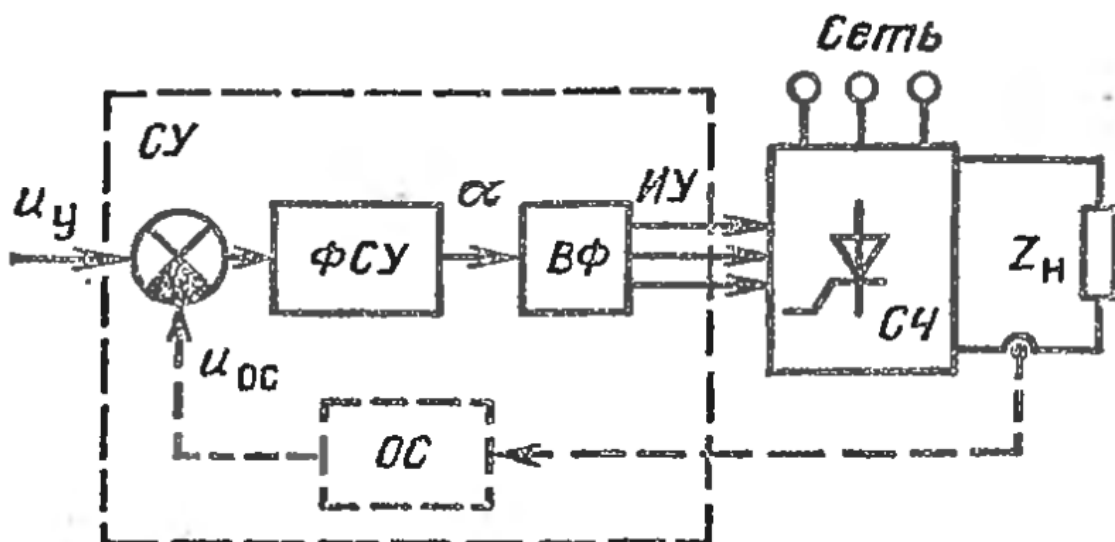


Рис. 2.1. Структурна схема системи управління вентильного перетворювача

СУ може включати контур негативного зворотного зв'язку ЗЗ, на вхід якого надходить будь-який вихідний параметр перетворювача: напруга, струм, частота обертання виконавчого механізму, температура печі і т.п.). На виході блоку ЗЗ формується напруга $U_{\text{ЗЗ}}$. Вентильні перетворювачі, що мають контур ЗЗ називаються перетворювачами із замкнутим контуром управління.

2.1. Синхронний фазозміщуючий пристрій вертикального типу

Фазозміщуючий пристрій (ФЗП) є перетворювачем сигналу управління U_y в кут управління α , що відлічується від моменту природного відмикання тиристорів. Найбільш поширені ФЗП, в які вводиться інформація про поточне значення фази напруги мережі. Робота таких ФЗП безпосередньо синхронізується мережею живлення, і вони називаються синхронними. Синхронні ФЗП можуть застосовуватися як в розімкнутих СУ, так і в перетворювачах із замкнутим контуром управління. У цьому випадку на вхід ФЗП подається сигнал $U = U_y + U_{\text{ЗЗ}}$.

Існує ряд способів побудови синхронних ФЗП. Найбільшого поширення набули ФЗП з розгортаючим сигналом, часто звані ФЗП вертикального типу.

При вертикальному методі управління формування керуючого імпульсу виробляється в результаті порівняння на нелінійному елементі величин змінного (синусоїдальної, пилкоподібної, трикутної) і постійної напруг. У момент, коли ці напруги стають рівними їх різниця змінює знак, відбувається формування імпульсу.

Оскільки регулювання фази імпульсів управління досягається тут зміною по вертикалі точки рівності напруги завдання з опорною напругою, такий спосіб фазозміщення названий вертикальним.

ФЗП вертикального типу складається з генератора розгортаючої (опорної) напруги ГОН, робота якого синхронізована напругою мережі

живлення, і компаратора К, на входи якого поступають напруга управління U_y та опорна напруга U_{on} . Структурна схема такого ФЗП приведена на рис. 2.2, а.

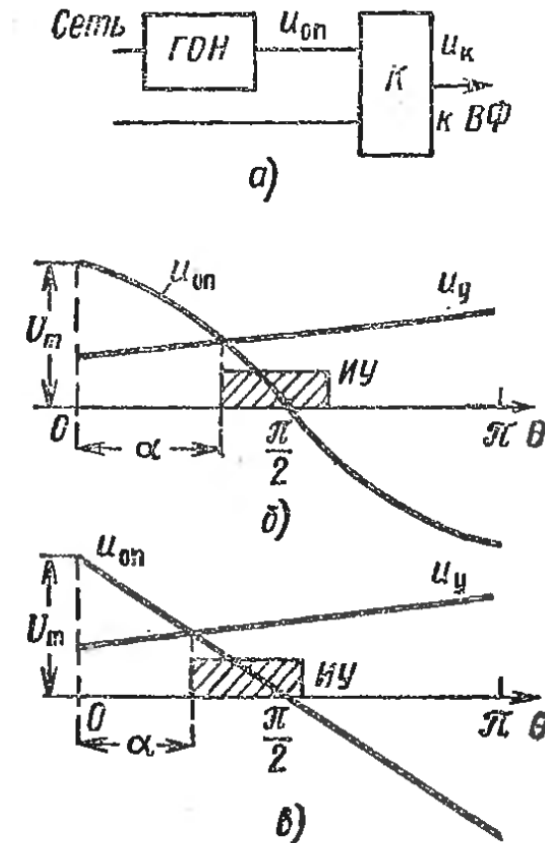


Рис 2.2 Схема ФЗП вертикального типу (а) і часові діаграми напруг при косинусоїдальній (б) і лінійній (в) формі опорної напруги

Компаратор фіксує рівність U_y і U_{on} , в момент їх рівності компаратор перемикається, при цьому вихідний формувач СУ виробляє імпульс управління, який передається на керуючий електрод тиристора.

2.1.1. Косинусний принцип керування

У ФЗП вертикального типу використовують дві форми опорної напруги. При косинусоїдальній формі (рис. 2.2,б)

$$U_{on}(\theta) = U_m \cos \theta ,$$

де $\theta=0$ момент природної комутації i -го вентиля, U_m - амплітудне значення напруги.

У момент $\theta = \alpha$ опорна і напруга управління рівні:

$$U_m \cos \alpha = U_y. \quad (2.1)$$

З формулі (2.1) отримаємо кут управління α :

$$\alpha = \arccos(U_y / U_m). \quad (2.2)$$

Залежність (2.2) називається фазовою характеристикою ФЗП і приведена на рис. 2.3 (крива 1). Така форма фазової характеристики називається арккосинусоїдальною.

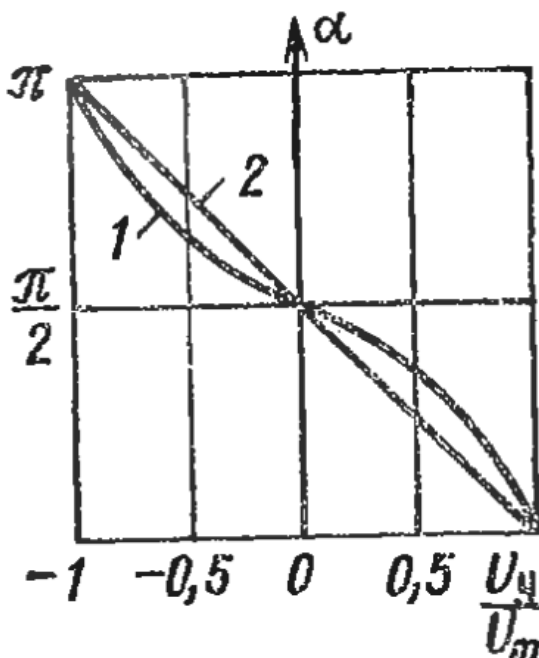


Рис. 2.3. Фазові характеристики ФЗП

Вентильний перетворювач з будь-яким числом фаз, що працює від симетричної мережі живлення, при відсутності комутаційних спотворень вихідної напруги в режимі безперервного струму навантаження характеризується косинусоїдальною регульовальною характеристикою:

$$E_d = E_{d0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (2.3)$$

де E_d - середнє значення ЕРС випрямляча, E_{d0} - середнє значення ЕРС на виході некеруючого вентиля.

При підстановці (2) в (3) отримаємо:

$$E_d = E_{d0} \cdot U_y / U_m. \quad (2.4)$$

Залежність $E_d / E_{d0} = f(U_y / U_m)$ є регулювальною характеристикою СЧ і СУ разом. При арккосінусоїдальній фазовій характеристиці регулювальна характеристика (4) лінійна (рис. 2.4, крива 1).

2.1.2. Лінійний принцип керування

Опорна напруга такого типу ФЗП:

$$U_{on}(\theta) = U_m \left(1 - \frac{2\theta}{\pi}\right).$$

ГОН виконується у вигляді генератора лінійно змінюючої напруги, робота якого синхронізована мережею живлення, тобто початок розгортки здійснюється в момент природної комутації i -го вентиля.

У момент $\theta = \alpha$ напруга управління і опорна напруга на вході компаратора рівні, звідси фазова характеристика ФЗП з лінійним опорною напругою:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_y}{U_m}. \quad (2.5)$$

Фазова характеристика $\alpha = f(U_y / U_m)$ приведена на рис. 2.3 (крива 2), така характеристика називається лінійною.

При підстановці (2.5) в (2.3) отримаємо регулювальну характеристику перетворювача спільно з СУ:

$$E_d / E_{d0} = f(U_y / U_m).$$

Регулювальна характеристика вентильного перетворювача наведена на рис. 2.4 (крива 2). Регулювальна характеристика нелінійна, проте вона має близький до лінійного характер. Тому властивості перетворювачів з арккосінусоїдальними і лінійними фазовими характеристиками близькі.

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						38
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

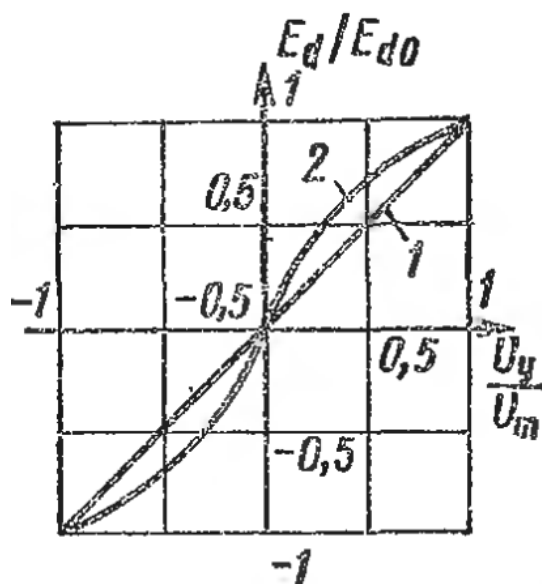


Рис. 2.4. Регулювальні характеристики вентильного перетворювача

Перевагою вертикального способу є максимальне швидкодія СУ, оскільки керуючий сигнал подається на компаратор без усереднення і запізнення[27].

2.1.3. Цифрові системи керування

В останні роки великий інтерес викликає розробка цифрових систем управління вентильними перетворювачами. Це пов'язано з багатьма причинами: по-перше, з широким розповсюдженням цифрових і логічних пристроїв, які виконуються на основі ІМС широкого застосування, відрізняються високою надійністю, не вимагають налагодження, в таких системах відсутні похибки, викликані дрейфом і нестабільністю елементів; по-друге, вентильні перетворювачі часто включаються в комплекси промислових установок, управління якими здійснюють цифровими електронно-обчислювальними машинами (ЕОМ). Сполучення з ЕОМ цифрова СУ здійснюється краще, ніж СУ, побудованих на аналогових елементах.

У цифрових СУ відбувається обробка сигналів, заданих не у вигляді напруг чи струмів, а у вигляді кодів. Керуючий сигнал у вигляді n -розрядного коду, може приймати 2^n значень.

На рис. 2.5, а приведена схема цифрового ФЗП при $n = 4$. Управляючий код при цьому приймає 16 значень від 0000 до 1111 і подається поразрядно на цифрову схему порівняння ЦСП у вигляді паралельного коду K_y .

Опорний сигнал також представляється у вигляді коду. У цифрових СУ зазвичай використовується лінійна форма опорного сигналу. Їй відповідає зміна опорного коду $K_{on}(t)$ від значення 1111 до значення 0000. Опорний код приймає також 2^n значень.

Лінійно падаючий опорний код K_{on} і код управління K_y наведені на рис. 2.5, в в вигляді вагового еквівалента коду (тобто числа, записаного двійковим кодом) і власне двійкового коду, позначеного внизу діаграми. Опорний код формується віднімаючим лічильником ВЛ, до входу «-1» якого підключений мультивібратор МВ.

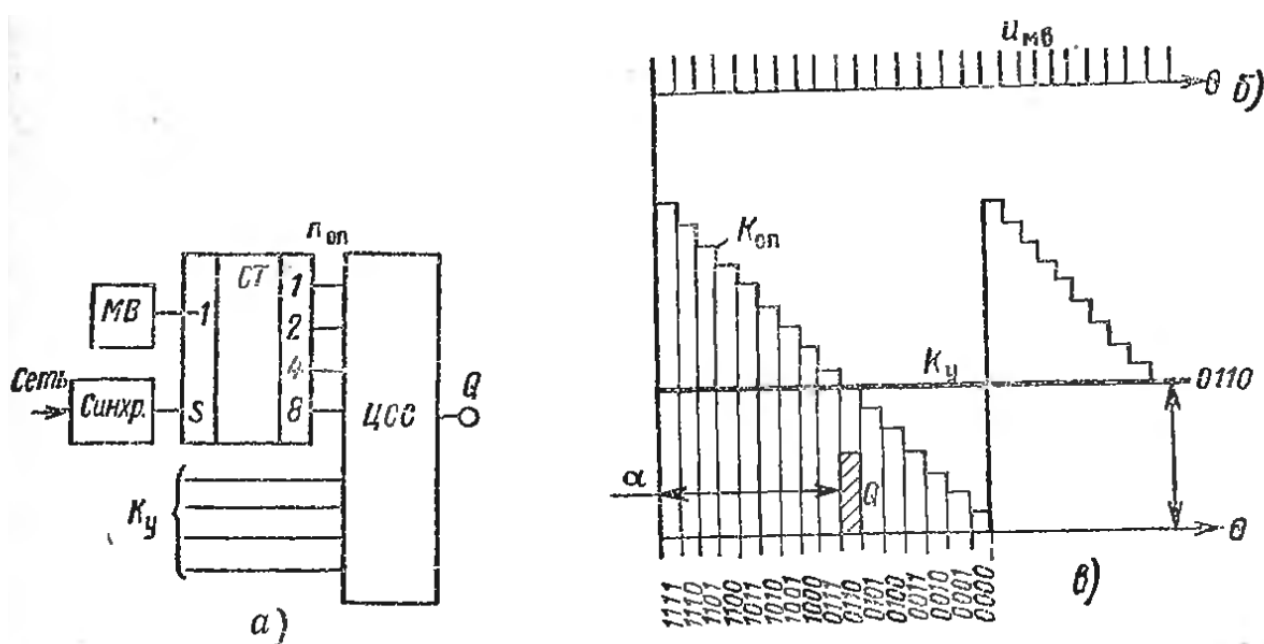


Рис. 2.5. Схема (а) і часові діаграми (б) цифрового ФЗП вертикального типу

Прямокутні імпульси, що формуються МВ (рис. 2.5,б), викликають зменшення коду лічильника на одиницю. Як видно з рис. 2.5, в, зміна опорного коду від максимального до мінімального значення відбувається за половину періоду частоти мережі f_c .

Тому частоту імпульсів МВ необхідно вибрати так, щоб за половину періоду проходило 2^n імпульсів, тобто:

$$f_{мв} = 2 \cdot 2^n \cdot f_c = 2^{n+1} \cdot f_c. \quad (6)$$

Початок формування опорного коду відповідає моменту природної комутації вентиля силової частини перетворювача. Цей момент фіксується вузлом синхронізації, на вхід якого подають напругу електромережі. При зміні знака напруги живлення вузол синхронізації видає на установчий вхід лічильника одиничний сигнал, і в лічильнику миттєво записується максимальний опорний код (1111).

ЦСП фіксує порозрядну рівність коду управління і опорного коду. При цьому на виході ЦСП формується одиничний логічний сигнал Q. Цей сигнал надходить на вихідний формувач СУ і після посилення подається на керуючий електрод тиристора.

Порівняння ФЗП на рис. 2.2, з і 2.5, а показує, що в цифровому ФЗП реалізовані ті ж функціональні блоки: аналоговий компаратор К замінений ЦСС, а ГОН виконаний у вигляді лічильника. Однак, незважаючи на велику спільність рішень, цифрові СУ відрізняються істотними особливостями:

1) кут управління α може приймати тільки 2^n значень, наприклад, при $n=4$ маємо 16 значень кута управлінн. При плавній зміні сигналу управління кут управління буде змінюватися відразу стрибком на $11,25^\circ = 180^\circ/16$. Для зменшення дискретизації кута управління необхідно збільшити n .

2) хоча цифрові вузли не вносять нестабільність у формування кутів управління, їх робота залежить від точності завдання і стабільності частоти МВ. При неточному виконанні рівності (6) кути управління, що формуються будуть задані неточно[26].

2.2. Асинхронний фазозміщуючий пристрій вертикального типу

Асинхронні ФЗП, в яких безпосередня синхронізація роботи ФЗП з мережею відсутня, що дозволяє уникнути труднощів при формуванні опорних сигналів. Асинхронні ФЗП можуть функціонувати тільки при наявності замкнутого контуру управління, забезпечуючи сталість вихідних параметрів (напруги або струму) при зміні режиму роботи перетворювача і наявності спотворень (комутаційні процеси, несинусоїдальність напруги мережі і т.п.).

Найпростіша схема асинхронного ФЗП наведено на рис. 2.6, а.

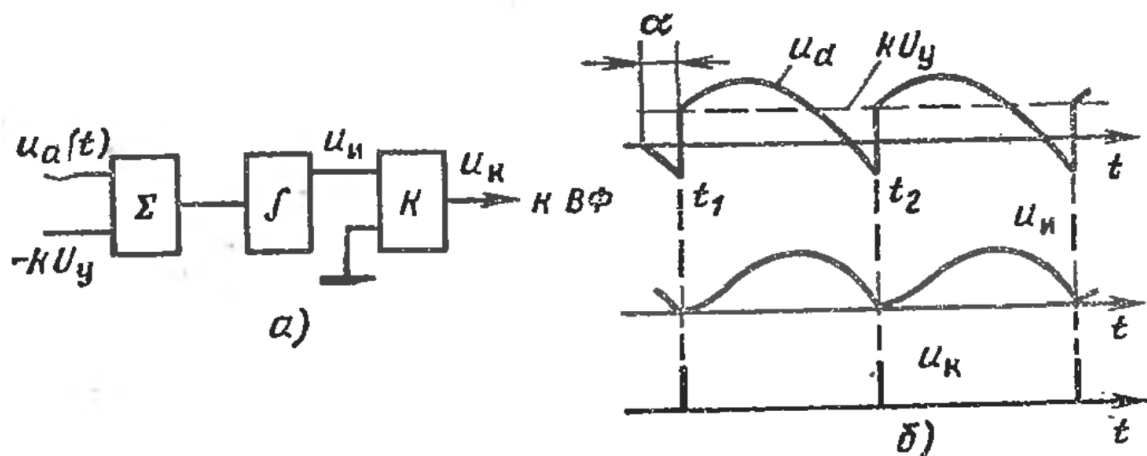


Рис. 2.6. Структурна схема асинхронного ФЗП і часові діаграми його роботи

Для створення лінійної регулювальної характеристики перетворювача потрібно забезпечити залежність $U_d = k \cdot U_y$, де k - коефіцієнт пропорційності, а U_d - вихідна напруга випрямляча.

$$\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} U_d(t) dt = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} k U_y dt,$$

що еквівалентно:

$$\int_{t_1}^{t_2} [U_d(t) - k U_y] dt = 0,$$

де t_1 і t_2 - моменти i -й і $(i+1)$ -й комутацій вентилів в перетворювачі.

Напруга $U_d(t)$ і kU_y надходять на суматор, а потім інтегруються інтегратором (часові діаграми приведені на рис. 2.6,б). Коли вихідна напруга інтегратора досягне нульового значення, спрацьовує компаратор К. В цей момент формується керуючий імпульс на черговий тиристор перетворювача (момент t_2). Лінійність регулювальної характеристики не порушиться при викривленні форми вихідного напруги перетворювача.

Як і у всякій замкнутій системі регулювання, в асинхронній системі можуть виникати коливання вироблюваних нею кутів управління щодо деякого середнього значення. При незатухаючому характері цих коливань робота СУ нестійка, використання такої СУ неможливо. Так, СУ рис. 2.6,а нестійка при $\alpha \geq \pi / 2$, тобто в інвертному режимі. Забезпечення сталої роботи СУ вимагає введення додаткових елементів і ускладнення СУ, а в ряді випадків досягається ціною погіршення ряду показників подібних систем. Аналогічні труднощі виникають і при створенні синхронних СУ із замкнутим контуром управління[28].

2.3. Багатоканальна система управління

Граничний діапазон зміни кутів управління вентильних перетворювачів $\alpha = 0 \div 180^\circ$. На рис. 2.7, а показано вихідна напруга трифазного мостового випрямляча (див. Рис. 6.11, а). На рис. 2,7,б представлено напруга управління U_y і система опорних напруг косинусоїдальної форми U_{oni} . На рис. 2.7, в представлені керуючі імпульси кожного тиристора.

Для забезпечення роботи кожного тиристора формується своя опорна напруга, початок якого відповідає моменту природної комутації даного вентиля. Момент перетину i -ої опорної напруги з керуючим сигналом U_y відповідає моменту початку імпульсу управління на i -й тиристор[26].

В кожен момент часу формуються три опорні напруги (на діаграмі вибрано довільний момент часу t_0). Такий принцип роботи реалізується в

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						43
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

багатоканальній СУ, яка складається з декількох незалежно працюючих каналів, кожен з яких включає ФЗП і вихідний формувач (ВФ).

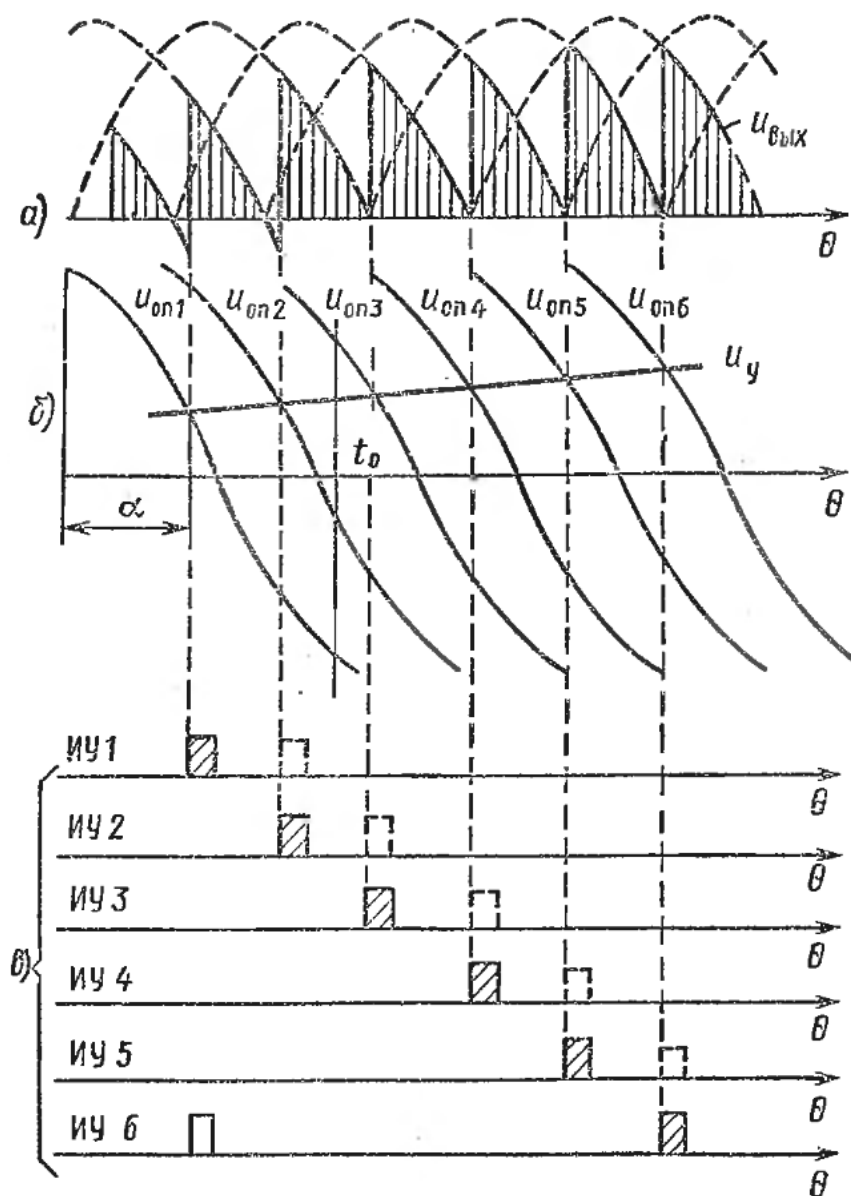


Рис. 2.7. Часові діаграми напруг в багатоканальній системі управління трифазним мостовим випрямлячем

У режимі безперервного струму для нормальної роботи випрямляча досить одноразово включити тиристор, який буде проводити струм протягом кута $2\pi/3$ (комутаційні процеси не враховуємо). Керуючі імпульси при такому режимі управління наведено на рис. 2.7, в (заштриховані імпульси).

Структурна схема багатоканальної СУ мостовим трифазним випрямлячем приведена на рис. 2.8. Кожен з ФЗП реалізує вертикальний принцип управління і будується за схемою 2.2.

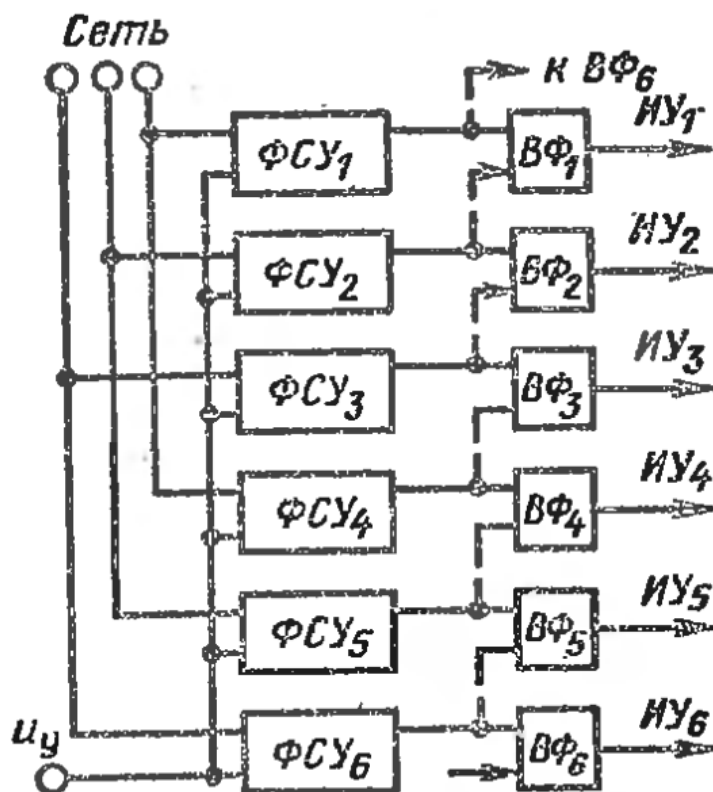


Рис.2.8. Структурна схема багатоканальної системи управління трифазним мостовим випрямлячем

У режимі переривчастого струму навантаження існують безструмові паузи, коли жоден з вентилів не проводить струм. Так, i -й вентиль, пропрацювавши в парі з $(i - 1)$ -м тиристором, замкнеться. Якщо він залишиться в замкненому стані, то в момент подачі імпульсу управління на $(i + 1)$ -й тиристор той залишається закритим, пари тиристорів що проводять струм не утвориться і робота випрямляча порушується. Для запобігання зриву роботи випрямляча в режимі переривчастого струму одночасно з подачею імпульсу управління на $(i + 1)$ -й тиристор подається повторний імпульс на керуючий електрод 1-го тиристора. Повторні імпульси показані на рис. 2.7, в пунктиром. Таким чином, для надійної роботи мостового трифазного

випрямляча у всіх режимах необхідна подача здвоєних керуючих імпульсів. Для цього в схемі рис. 2.8 ФЗП ($i + 1$) -го каналу пов'язують з вихідними формувачами i -го і $(i + 1)$ -го каналів.

Перевагою багатоканальних систем управління є максимальна простота схеми ФЗП і вихідного формувача кожного каналу. При використанні вертикального принципу управління досягається максимальна швидкодія, так як канали виробляють керуючі імпульси по черзі, безперервно відслідковуючи зміни керуючого сигналу[29].

Однак багатоканальні СУ мають серйозні недоліки. Будь-яка несиметрія в роботі каналів управління призводить до несиметрії імпульсів управління, що подаються на силові тиристори. При цьому різко погіршується форма випрямленої напруги, ростуть пульсації. Головним джерелом несиметрії є генератори опорних напруг. При формуванні опорних напруг з напруги мережі при фільтрації вноситься фазовий зсув, який може значно відрізнятись в каналах управління. Чим вище несинусоїдальність мережі, тим вище фазова похибка. У цьому випадку необхідно використовувати лінійну форму опорних сигналів. Однак технічно дуже важко забезпечити формування ідентичних за формою і амплітудою опорних напруг в m каналах СУ, оскільки генератор лінійної зміної напруги кожного каналу має обмежену точністю і стабільність характеристик.

2.4. Одноканальна система управління

Недоліком багатоканальної системи управління вертикального типу є наявність розкиду значень фаз імпульсів управління від каналу до каналу через неідентичність характеристик каналів, виконаних на реальних елементах, параметри яких схильні до розкиду і дрейфу в часі і по температурі. Цього недоліку немає одноканальна система управління, в якій імпульси управління всіма вентилями виробляються в загальному каналі при однакових умовах і

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		46

потім розподіляються по вентилях. Блок-схема одного з варіантів такої системи управління приведена на рис.2.9, де U_A, U_B , - канали фазної напруги однієї з фаз A, B, C .

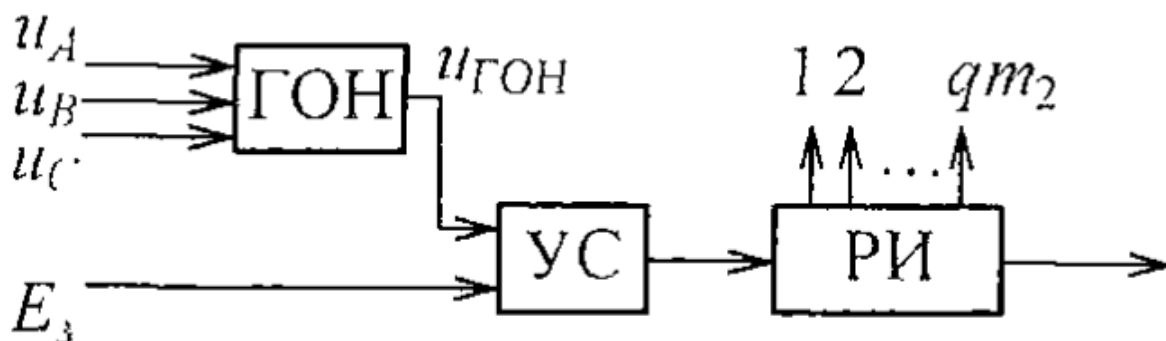


Рис. 2.9. Структурна схема одноканальної системи управління випрямлячем

Тут генератор опорної напруги має пилкоподібну форму, запускається по моментам, відповідним точкам природної комутації трифазної системи напруг живлення, як показано на рис. 2.10. Тривалість робочої ділянки пилки опорної напруги виходить рівній шостій частині періоду напруги. Пристрій порівняння (ПП) виробляє на виході імпульси в моменти порівняння опорної і задаючої $E_з$ напругу. Частота цих імпульсів тут в шість разів вище частоти напруги мережі. Розподільник імпульсів (РІ) послідовно напрямляє ці імпульси по черзі в кожен зі своїх шести виходів так, що на кожному з'являється один імпульс за період напруги мережі.

Отже, очевидно, що спотворення лінійності пилки опорної напруги і дрейф порогу спрацювання пристрою порівняння однаково позначиться на фазі всіх імпульсів управління і не приведуть до розкиду значень кута регулювання від вентиля до вентиля.

Для розширення діапазону регулювання кута α , який в розглянутому випадку дорівнює лише 60° , необхідно послідовно включати кілька каскадів такої системи управління. Для цього імпульси управління з виходу пристрою порівняння першого каскаду запускають генератор опорної напруги другого каскаду системи управління. Пилкоподібна напруга цього генератора

порівнюють в пристрої порівняння другого каскаду з тою ж напругою завдання, в результаті чого отримують нову послідовність імпульсів шестикратної частоти по відношенню до частоти мережі, що має подвійну значення фази імпульсів управління в порівнянні з імпульсами управління першого каскаду системи. В цьому випадку максимальний кут регулювання α 120 °, для необхідності отримання кута регулювання α до 180 ° цю послідовність імпульсів подають в третій каскад системи.

У зв'язку зі збільшенням складності структури такої одноканальної системи управління її реалізацію раціонально виконувати не в апаратному, а в програмному вигляді, тобто в мікропроцесор[30].

Найбільш поширеними є багатоканальні синхронні системи управління тиристорними перетворювачами, побудовані за вертикальним принципом завдяки простоті виконання СУ, уніфікації її вузлів, а також застосування для різних типів перетворювачів. Особливістю багатоканальних СІФУ є те, що формування і фазовий зсув імпульсів здійснюється в окремому каналі для кожного вентильного плеча багатофазного тиристорного перетворювача.

На даний час з розвитком мікроконтролерної галузі і появою оптотиристорів на великі струми і напруги з'явилася можливість спроектувати керовані випрямлячі за дуже простою схемою.

Застосування мікроконтролерів дозволило:

- Спростити схему управління до однієї мікросхем;
- Включити в себе функцію контролю вхідних і вихідних напруг;
- Автоматично регулювати вихідну напругу по заданому алгоритму в залежності від зовнішніх факторів;
- Віддалений контроль і управління випрямлячем.

3. РОЗРАХУНКОВА ЧАСТИНА

На рис.3.1 зображена схема силової частини випрямляча.

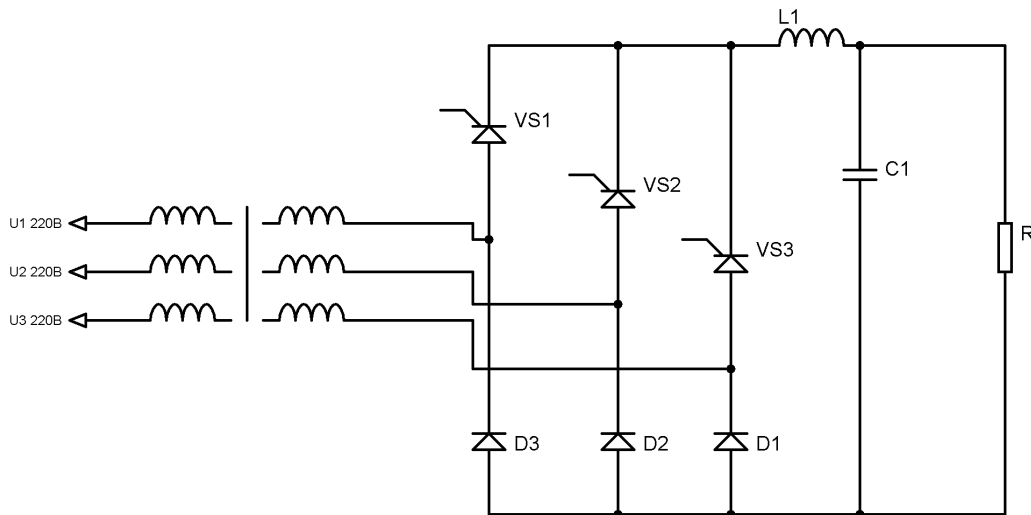


Рис. 3.1 Схема трифазного мостового випрямляча з несиметричним законом управління

Вхідні данні випрямляча:

- 1) номінальне значення напруги 3-х фазної мережі живлення
 $E_{lном} = 380 \text{ В};$
- 2) мінімальне і максимальне значення напруги мережі живлення
 $E_{lmin} = 323 \text{ В}; E_{lmax} = 418 \text{ В};$
- 3) частота живильної мережі $f_c = 50 \text{ Гц};$
- 4) номінальне значення вихідної напруги $U_d = 112 \text{ В};$
- 5) діапазон плавного регулювання вихідної напруги від $U_{dmin} = 105 \text{ В}$ до $U_{dmax} = 125 \text{ В};$
- 6) амплітуда пульсації вихідної напруги (по основній гармоніці)
 $U_{(1)m} \leq 1,2 \text{ В};$
- 7) максимальний і мінімальний струми навантаження випрямляча $I_{dmax} = 10 \text{ А}; I_{dmin} = 4 \text{ А};$
- 8) внутрішній опір стабілізатора $\leq 0,05 \text{ Ом}.$

3.1. Розрахунок силової частини випрямляча

1. Визначаємо коефіцієнти зміни напруги живлення:

$$a_c = \frac{E_{1\max}}{E_{1\text{ном}}} = \frac{418}{380} = 1,1;$$

$$b_c = \frac{E_{1\min}}{E_{1\text{ном}}} = \frac{323}{380} = 0,85.$$

2. Знаходимо орієнтовно значення коефіцієнта комутації (без урахування втрат в вентилях, трансформаторі і дроселі фільтра). При мінімальній напрузі мережі і максимальній вихідній напрузі:

$$U_{d\max} = \frac{\sqrt{2}E_{2\min}}{\pi k} [(1+k) + (k-1)\cos\alpha_{\min}],$$

де $E_{2\min}$ - мінімальне значення напруги на обмотці W_2 ; α_{\min} - мінімальний кут регулювання. При максимальній напрузі мережі і мінімальній вихідній напрузі маємо

$$U_{d\min} = \frac{\sqrt{2}E_{2\max}}{\pi k} [(1+k) + (k-1)\cos\alpha_{\max}],$$

де $E_{2\max}$ - максимальне діюче значення напруги на W_2 ; α_{\max} - максимальне значення кута регулювання.

З урахуванням того, що $\frac{E_{2\min}}{E_{2\max}} = \frac{E_{1\min}}{E_{1\max}} = \frac{b_c}{a_c}$, отримаємо

$$k = \frac{a_c U_{d\max} (1 - \cos\alpha_{\max}) - b_c U_{d\min} (1 - \cos\alpha_{\min})}{b_c U_{d\min} (1 + \cos\alpha_{\min}) - a_c U_{d\max} (1 + \cos\alpha_{\max})}.$$

Приймаючи $\alpha_{\min} = \frac{\pi}{6}$, $\alpha_{\max} = \frac{5\pi}{6}$, визначаємо:

$$k = \frac{1,1 \cdot 125 \left(1 - \cos\frac{5\pi}{6}\right) - 0,85 \cdot 105 \left(1 - \cos\frac{\pi}{6}\right)}{0,85 \cdot 105 \left(1 + \cos\frac{\pi}{6}\right) - 1,1 \cdot 125 \left(1 + \cos\frac{5\pi}{6}\right)} = 1,65.$$

3. Середній струм через діод при $\alpha = \alpha_{\max}$:

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						50
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$I_{a.d} = I_d \frac{\alpha_{\max}}{2\pi} = 7 \frac{5\pi}{6 \cdot 2\pi} = 2,91(A).$$

4. Діюче значення струму через діод при $\alpha = \alpha_{\max}$:

$$I_{d.e\phi} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\alpha_{\max}}{\pi}} = \frac{7}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{5\pi}{6\pi}} = 4,52(A).$$

5. Коефіцієнт форми струму через діод при $\alpha = \alpha_{\max}$:

$$k_{\phi.d} = \frac{I_{d.e\phi}}{I_{a.d}} = \frac{4,52}{2,91} = 1,55.$$

6. Середній струм через тиристор при $\alpha = \alpha_{\min}$:

$$I_{a.T} = I_d \frac{\pi - \alpha_{\min}}{2\pi} = \frac{7(\pi - \pi/6)}{2\pi} = 2,91(A).$$

7. Діюче значення струму через тиристор при $\alpha = \alpha_{\min}$:

$$I_{T.e\phi} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \alpha_{\min}}{\pi}} = \frac{7}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \pi/6}{\pi}} = 4,53(A).$$

8. Коефіцієнт форми струму через тиристор при $\alpha = \alpha_{\min}$:

$$k_{\phi.T} = \frac{I_{T.e\phi}}{I_{a.T}} = \frac{4,53}{2,91} = 1,56.$$

9. Максимальна зворотня напруга на тиристорі:

$$U_{звор.T \max} = U_{d \max} \pi \sqrt{k} = 125 \cdot 3,14 \sqrt{1,65} = 504,43(B).$$

10. Максимальна пряма напруга на тиристорі:

$$U_{пр.T \max} = U_{d \max} \frac{\pi(k-1)}{2\sqrt{k}} = 125 \frac{3,14(1,65-1)}{2\sqrt{1,65}} = 99,4(B).$$

11. Максимальна зворотня напруга на діоді:

$$U_{звор.d \max} = U_{d \max} \frac{\pi(k+1)}{2\sqrt{k}} = 125 \frac{3,14(1,65+1)}{2\sqrt{1,65}} = 404,87(B).$$

а) На основі даних розрахунків в якості елементів VS1, VS2, VS3 було підібрано тиристори типу BT138-600E[31].

В табл. 2.1 наведено параметри тиристора, де $I_{aT\text{доп}}$ - допустимий середній струм, $U_{зворT\text{доп}}$ - допустима зворотня напруга, $U_{прT\text{доп}}$ - допустима

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						51
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

пряма напруга, падіння напруги в відкритому тиристорі 1,5 В, I_{cnp} - струм керування спрямлення, U_{cnp} - напруга спрямлення, $I_{удоп}$ - допустимий прямий струм електрода, $P_{Тдоп}$ - допустима розсіювана потужність, $T_{max\ сер}$ - максимальна температура навколишнього середовища, $t_{вкл}$ - час ввімкнення тиристора.

Таблиця 2.1

Параметри тиристора

Найменування тиристора	Значення електричних і часових параметрів тиристора								
BT138-600E	$I_{aТдоп}$	$U_{обрТдоп}$	$U_{прТдоп}$	I_{cnp}	U_{cnp}	$I_{удоп}$	$P_{Тдоп}$	$T_{max\ сер}$	$t_{вкл}$
	А	В	В	мА	В	А	Вт	°С	мкс
	12	600	120	≤ 100	≤ 15	2	60	+55	≤ 10

б) На основі даних розрахунків в якості діодів VD1, VD2, VD3 підібрав діод типу КД202М.

В табл. 2.1 наведено параметри тиристора, де $I_{aДдоп}$ - допустимий середній струм, $U_{зворДдоп}$ - допустима зворотня напруга, $U_{0Д}$ - порогова напруга, $R_{Д}$ - динамічний опір, T_{dian} - інтервал робочих температур, T_{ndop} - максимально допустима температура переходу.

Таблиця 2.2

Параметри діода

Найменування діода	Значення електричних і часових параметрів діода					
КД202М	$I_{aДдоп}$	$U_{звДдоп}$	$U_{0Д}$	$R_{Д}$	T_{dian}	T_{ndop}
	А	В	В	Ом	°С	°С
	12	500	1,5	0,01	-50...+125	+140

12. Потужність статичних втрат в тиристорі при $\alpha = \alpha_{min}$:

$$P_T = U_{0T} I_{a.T} + k_{ф.T}^2 I_{a.T}^2 R_T = 1,26 \cdot 2,91 + 1,56^2 \cdot (2,91)^2 \cdot 0,06 = 4,9 (Вт),$$

де U_{0T} - порогова напруга, R_T - динамічний опір тиристора у відкритому стані, що визначається за статичною вольт-амперною характеристикою при її кусково-лінійній апроксимації відповідно до рис. 3.1.

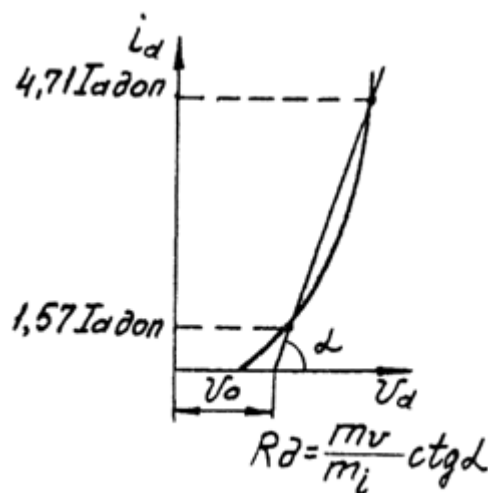


Рис.3.2. Статична вольт-амперна характеристика тиристора

Для тиристора ВТ138-600Е по статичній характеристиці, наведеної в довіднику[32], знаходимо $U_{0T} = 1,26$ В; $R_T = 0,06$ Ом. Так як форма напруги живлення синусоїдальна, а частота порівняно низька, потужністю динамічних втрат в тиристорах і діодах можна знехтувати.

13. Середня за період потужність статичних втрат в діоді при $\alpha = \alpha_{\max}$:

$$P_d = U_{0d} I_{a.d} + k_{\phi.d}^2 I_{a.d}^2 R_d = 0,8 \cdot 2,91 + 1,56^2 \cdot 2,91^2 \cdot 0,03 = 2,9(\text{Вт}).$$

За отриманими значеннями потужності втрат в тиристорі і діоді заданої максимальної температури навколишнього середовища виберемо площу тепловідвідних радіаторів. Для охолодження використовуємо ребристі односторонні чорнені радіатори зі ступенем чорноти не менше 0,8 і відведенням тепла за допомогою природньої конвекції.

14. Визначаємо площа тепловідводної радіатора для діода за формулою

$$S_d \geq \frac{P_d}{k_T [T_{n \max}^0 - T_{c \max}^0 - P_d (R_{\text{тк}} + R_{\text{тк-T}})]} = \frac{2,9}{0,8 \cdot 10^{-3} [120 - 50 - 2,9(3,5 + 0,5)]} = 62(\text{см}^2),$$

де k_T - коефіцієнт тепловіддачі, що залежить від конструкції, матеріалу і ступеня чернення тепловідведення (в спокійному повітрі при нормальному тиску $k_T = (0,5...1) \cdot 10^{-3} \text{Вт}/(^{\circ}\text{C}\cdot\text{см}^2)$; для чорного ребристого алюмінієвого тепловідводу $k_T = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{Вт} / (^{\circ}\text{C}\cdot\text{см}^2)$; $T_{п\text{ max}}^0$ - максимальна робоча температура переходу, яка для надійності вибирається на $10-20^{\circ}\text{C}$ менше $T_{п\text{ доп}}^0$; $R_{тк}$ - тепловий опір перехід -корпус діода (знаходиться з довідника[33]); $R_{тк-т}$ - тепловий опір між корпусом діода і тепловідводом, величина якого зазвичай визначається експериментально і лежить в межах $0,1...1^{\circ}\text{C} / \text{Вт}$ залежно від чистоти обробки поверхні, наявності мастил, прокладок і зусилля, що притискає діод до тепловідводу (для діода типу КД202М $R_{тк-T} \approx 0,5^{\circ}\text{C} / \text{Вт}$). Для зменшення теплового контактного опору поверхні корпусу діода, тиристора і радіатора в місцях контакту змащуємо тепловідводною пастою КПТ-8.

15. Необхідна площа тепловідводного радіатора для тиристора:

$$S_T \geq \frac{P_T}{K_T \cdot (T_{п\text{ max}} - T_{C\text{ max}} - P_T \cdot (R_{т-k} + R_{тк-T}))} = \frac{4,9}{0,8 \cdot 10^{-3} \cdot (115 - 50 - 4,9 \cdot (0,8 + 0,5))} = 104,5 \text{ см}^2,$$

$R_{т-k}$ - тепловий опір між кристалом і корпусом.

16. Активний опір трансформатора, наведене до обмотці W2

$$r_2 \approx k_r \frac{U_d}{I_d f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_c B_m}{U_d I_d}} = 2,5 \cdot \frac{112}{10 \cdot 50 \cdot 1,65} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,65}{112 \cdot 10}} = 0,17 (\text{Ом}),$$

де k_r - коефіцієнт, що залежить від характеру навантаження і схеми випрямлення. Для двухполуперіодного випрямляча з середньою точкою $k_r = 7$; для трифазного мостового випрямляча $k_r = 2,5$; s - число стрижнів, на яких розташовані обмотки (для сердечників броньового типу $s = 1$; для стрижневих магнітопроводов $s = 2$); B_m - максимальне значення робочої індукції в осерді.

17. Визначаємо середнє значення випрямленої напруги в навантаженні, обумовлене обмотками W'2:

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						54
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$U_{d1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E'_{2ном} = \frac{2 \cdot 1,41}{3,14} \cdot 97,42 = 87,49(B).$$

18. Активний опір трансформатора, наведене до обмотці W'2:

$$r'_2 = k_r \frac{U_{d1}}{I_d f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{sf_c B_m}{U_{d1} I_d}} = 2,5 \cdot \frac{87,49}{10 \cdot 50 \cdot 1,65} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,65}{87,49 \cdot 10}} = 0,15(Ом)$$

19. Визначаємо діюче значення напруги на обмотках W₂ і W'₂ і W''₂ при номінальній напрузі мережі

$$E_{2ном} = \frac{\pi k U_{d \min}}{\sqrt{2} a_c [(1+k) + (k-1) \cos \alpha_{\max}]} = \frac{3,14 \cdot 1,65 \cdot 105}{\sqrt{2} \cdot 1,15 [(1+1,65) + (1,65-1) \cos(5\pi/6)]} = 160,74(B).$$

$$E'_{2ном} = \frac{E_{2ном}}{k} = \frac{160,74}{1,65} = 97,42(B).$$

20. Коефіцієнти пульсацій випрямленої напруги на навантаженні (по першій гармоніці):

$$K_n = \frac{U_{(1)m}}{U_{d \max}} = \frac{1,2}{125} = 0,0096.$$

21. Визначаємо максимальний коефіцієнт пульсацій на вході фільтру, використовуючи формулу

$$K'_n = \frac{\sqrt{(k-1)^2 \left(\frac{\sin 3\alpha}{3} - \sin \alpha \right)^2 + \left[\left(\frac{\cos 3\alpha}{3} - \cos \alpha \right) (k-1) - \frac{2}{3} (k+1) \right]^2}}{k+1+(k-1)\cos \alpha},$$

для $k = 1,65$ будуємо графік залежності пульсацій на вході фільтру K'_n від кута α (рис.10). З графіка знаходимо, що при $\alpha = 65^\circ$ коефіцієнт пульсацій має максимальне значення $K'_{n \max} = 0,83$.

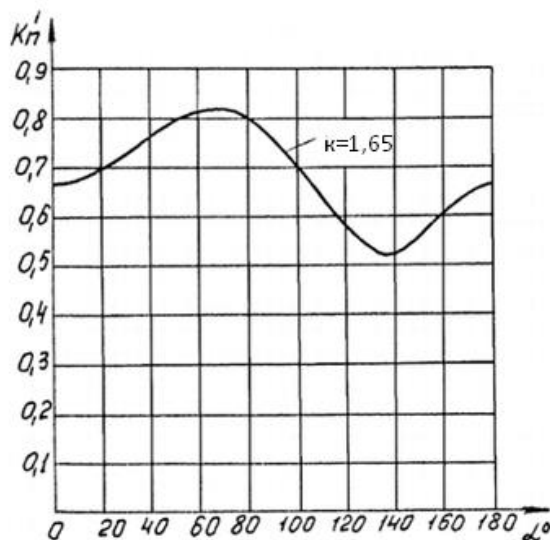


Рис.3.3. Графік залежності пульсацій на вході фільтру K'_n від кута α

22. Визначаємо необхідний коефіцієнт згладжування фільтру:

$$K_{cgl} = \frac{K'_{n\max}}{K_n} = \frac{0,83}{0,0096} = 86,46.$$

23. Визначаємо добуток LC, считая, вважаючи, що коефіцієнт передачі постійної складової фільтра $\pi=1$:

$$LC = \frac{K_{cgl} + 1}{m_n^2 \omega_c^2} = \frac{86,46 + 1}{2^2 \cdot 4\pi^2 \cdot 50^2} = 221,15 (\Gamma_n \cdot \text{мкФ}),$$

де $m_n = 2$ - число пульсацій за період; $\omega_c = 2\pi \cdot f_c$ - кругова частота мережі живлення.

24. Розраховуємо індуктивність дроселя, необхідну для індуктивної реакції фільтру в заданому діапазоні струму навантаження, з умови $I'_{(1)m} < I_{d\min}$. Так як опір конденсатора фільтру для змінної складової набагато менше опору дроселя $\frac{1}{m_n \omega_c C} \ll m_n \omega_c L_u$, $R_d \gg \frac{1}{m_n \omega_c C}$, то амплітуда основної гармоніки в дроселі:

$$I'_{(1)m} \cong \frac{U'_{(1)m}}{m_n \omega_c L},$$

де $U'_{(1)m} = K'_{n\max} U_d = K'_{n\max} (U_{d\max} + I_{d\min} r_{op})$ - амплітуда напруги пульсацій на вході фільтру.

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						56
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

З урахуванням останніх виразів отримуємо нерівність:

$$\frac{K'_{n \max} (U_{d \max} + I_{d \min} r_{\partial p})}{m_n \omega_c L} < I_{d \min}.$$

В ході $r_{\partial p}$ можна прийняти $r_{\partial p} \approx (0,02 \dots 0,1) \cdot R_d$, де $R_d = U_d / I_d$ – еквівалентний опір навантаження випрямляча. В даному випадку $R_d = 112 / 7 = 16(\text{Ом})$. Приймаємо $r_{\partial p} = 0,02 \cdot R_d = 0,32 \text{ Ом}$, звідки:

$$L > \frac{K'_{n \max} (U_{d \max} + I_{d \min} r_{\partial p})}{m_n \omega_c I_{d \min}} = \frac{0,83(125 + 4 \cdot 0,32)}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 4} = 41,7 \cdot 10^{-3} (\text{Гн}).$$

25. Ємність фільтра:

$$C = LC/L = 221,15/41,7 \cdot 10^{-3} = 5303 (\text{мкФ}).$$

26. Розрахуємо робочу напругу конденсатора з умови можливого режиму х.х. випрямляча:

$$U_{\text{роб}} \geq E_{2\text{ном}} \sqrt{2} = 160,74 \sqrt{2} = 227,32 (\text{В}).$$

27. Перевіряємо параметри фільтру на відсутність резонансу на частоті основної гармоніки пульсацій. Для цього визначаємо резонансну частоту:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \sqrt{41,7 \cdot 10^{-3} \cdot 5303 \cdot 10^{-6}}} = 10,7 (\text{Гц}).$$

Так як $f_p < f_{\text{п}}$, резонанс відсутній.

28. Визначаємо коефіцієнт потужності випрямляча при номінальному і максимальному кутах регулювання при $\alpha_{\min} = \frac{\pi}{6}$,

$$\chi = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{(k+1) + (k-1) \cos \alpha}{\sqrt{\pi k^2 + (k^2 - 1) \alpha}} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{(1,65+1) + (1,65-1) \cos(\pi/6)}{\sqrt{3,14 \cdot 1,65^2 + (1,65^2 - 1) \pi/6}} = 0,833;$$

$$\text{при } \alpha_{\max} = \frac{5\pi}{6},$$

$$\chi = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{(1,65+1) + (1,65-1) \cos(5\pi/6)}{\sqrt{3,14 \cdot 1,65^2 + (1,65^2 - 1) (5\pi/6)}} = 0,046.$$

3.2. Система управління випрямлячем

3.2.1. Широтно-імпульсна модуляція на мікроконтролері AVR

ШИМ сигнал - це імпульсний сигнал певної частоти і скважності.

Частота, це кількість періодів за одну секунду. Скважність - відношення тривалості імпульсу до тривалості періоду. Можна змінювати і те й інше, але для управління випрямлячем досить управляти скважністю. Принцип регулювання за допомогою ШИМ - зміна ширини імпульсів при постійній амплітуді і частоті сигналу. Діаграми роботи ШИМ представлені на рис. 3.4.

U_i - амплітуда імпульсів;

T_{on} - час активного (включеного) стану сигналу;

T_{off} - час відключеного стану сигналу;

T_{pwm} - час періоду ШИМ.

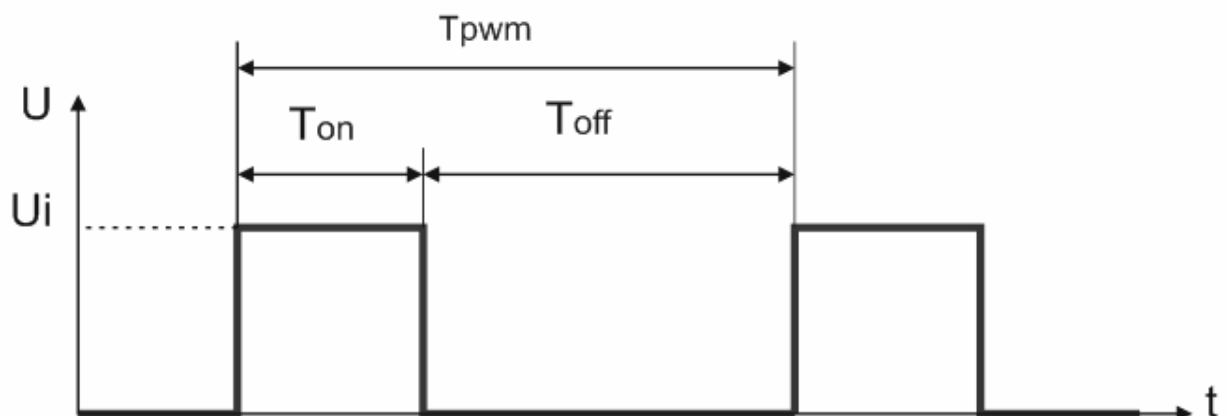


Рис. 3.4. Діаграми роботи ШИМ

Плюси даного способу - це можливість організувати ШИМ на абсолютно будь-який ніжці будь-якого порту контролера, а мінус пов'язаний з чималими витратами на процесорний час[34].

У мікроконтролерах є апаратна підтримка ШИМ і кілька каналів для нього, для мікроконтролера Atmega 16 їх 4 (виводи OC0, OC1A, OC1B, OC2).

Апаратна значить не завантажуючи процесор обчисленнями. Також всі мікроконтролери (МК) AVR містять 8-бітний таймер / лічильник, одним з режимів якого є режим широтно-імпульсного модулятора (ШІМ).

Апаратний ШІМ генератор мікроконтролера має такі недоліки:

- апаратний ШІМ жорстко прив'язаний до певних виводів МК, його неможливо перепризначити на іншу ножку,
- кількість апаратних ШІМ каналів обмежена, вона залежить від моделі МК,
- розрядність апаратного ШІМ неможливо змінити.

Програмна організація ШІМ на мікроконтролері AVR - це процес включення на певний час на ніжці контролера логічної одиниці, затримка на певний час, а потім встановлення на певний час логічного нуля і так по циклу.

Реалізація програмного методу отримання ШІМ сигналу нескладна, але високі вимоги до частоти роботи мікроконтролера і велика кількість процесорного часу, на відміну від апаратної, що працює непомітно для основної програми, є недоліками даного методу.

Принцип роботи програмної реалізації полягає в імітації роботи таймера в режимі ШІМ. Необхідна тривалість імпульсів задається змінними, відповідно, по одній на кожен канал. Восьмибітний таймер запускається на основній частоті МК і генерує переривання по переповненню, тобто, кожні 256 тактів. Це накладає обмеження на тривалість процедури обробки переривання - необхідно вкластися в 256 тактів. В результаті, один повний період ШІМ дорівнює $256 \times 256 = 65536$ -й тактам. Восьмибітний змінна-лічильник збільшується на одиницю кожне переривання і діє, як показчик позиції всередині циклу ШІМ. Все це забезпечує мінімальний крок ШІМ в $1/256$, а частоту імпульсів в $f / (256 \times 256)$, де f -частота задаючого генератора мікроконтролера. Слід зауважити, що тактова частота мікроконтролера повинна бути досить високою[36].

3.2.2. Розрахунок частоти імпульсів управління

Частота проходження вихідних імпульсів $f_c = 50$ Гц;

Тривалість імпульсу при роботі тиристора на індуктивне навантаження вибирають з умови $t_y \geq (2..5) t_{\text{вкл}}$, де $t_{\text{вкл}}$ - час включення тиристора, що приводиться в довіднику[31].

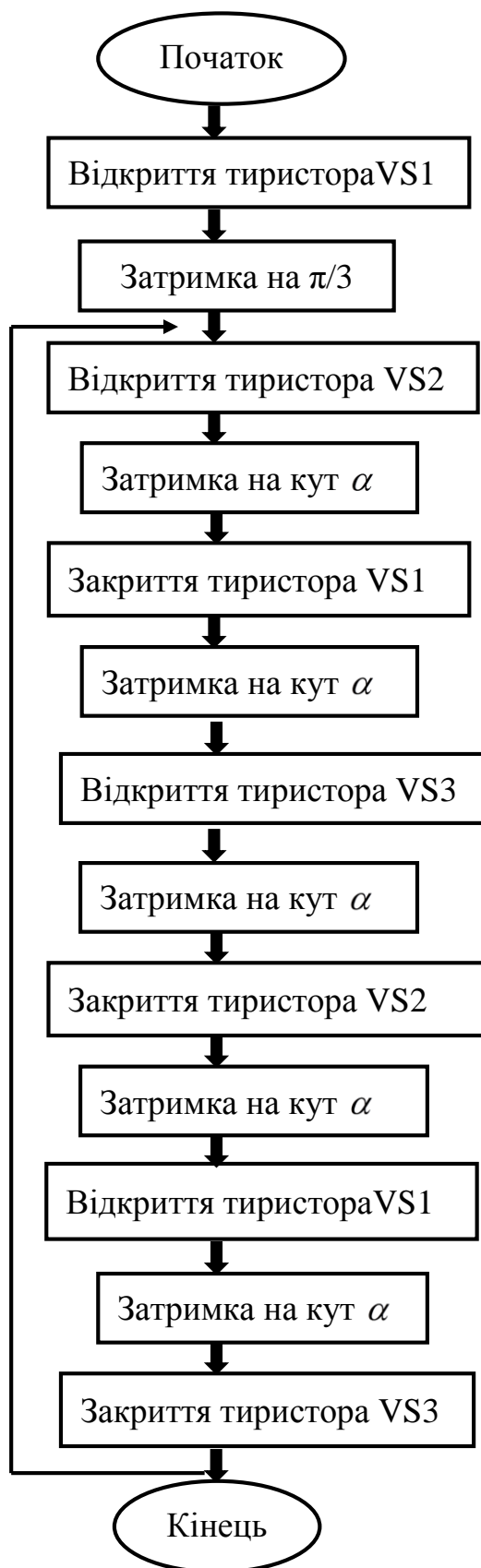
Для тиристора типу ВТ138-600Е $t_{\text{вкл}} = 2$ мкс.

Приймаємо $t_y = 3 t_{\text{вкл}} = 6$ мкс.

Тоді розраховуємо частоту імпульсів управління за формулою:

$$f_{\alpha} \geq \frac{(3..10)}{t_y} = \frac{10}{6 \cdot 10^{-6}} = 1,67 \cdot 10^6 (\text{Гц}).$$

3.2.3. Блок схема програми системи управління



3.2.4. Код програми

Код програми для мікроконтролера Atmega16 написаний середовищі ArduinoIDE

$$P = \frac{1}{1,67 \cdot 10^6};$$

```
void setup() {  
  pinMode(1, OUTPUT); // оголошуємо пін 1 як вихід  
  pinMode(2, OUTPUT); // оголошуємо пін 2 як вихід  
  pinMode(3, OUTPUT); // оголошуємо пін 3 як вихід  
  digitalWrite(1, HIGH); // відкриваємо тиристор на 1-му піне  
  delay(p/3); // затримка Pi/3  
}  
void loop() {  
  
  digitalWrite(2, HIGH); // відкриваємо тиристор на 2-му піне  
  delay(p/3); //  
  digitalWrite(1, LOW); // закриваємо тиристор на 1-му піне  
  delay(p/3);  
  digitalWrite(3, HIGH); // відкриваємо тиристор на 3-му піне  
  delay(2*p/3); //  
  digitalWrite(2, LOW); // закриваємо тиристор 2-му піне  
  delay(2*p/3);  
  digitalWrite(1, HIGH); // відкриваємо тиристор на 1-му піне  
  delay(p/3);  
  digitalWrite(3, LOW); // закриваємо тиристор на 3-му піне  
  delay(p/3);  
}
```

ВИСНОВКИ

Випрямлячі широко використовуються у всіх сферах електроніки та електриці в цілому. Випрямляючі ланцюги встановлюються всюди - від мініатюрних блоків живлення і радіоприймачів до ланцюгів живлення найпотужніших двигунів постійного струму в крановому обладнанні.

Було розглянуто типові схеми некерованих однофазних і трифазних випрямлячів, а також схеми керованих випрямлячів для напруг однієї і трьох фаз. Для задач в яких вимагається не тільки перетворення змінної напруги в постійне, а й плавна зміна значення випрямленої напруги застосовуються схеми керованих випрямлячів.

В результаті бакалаврської роботи було розраховано, підібрано і спроектовано схему трифазного мостового керованого випрямляча з несиметричним законом управління.

Схеми керованих випрямлячів широко використовуються в пристроях автоматики і джерелах живлення в якості регуляторів, стабілізаторів і пристроїв захисту. Застосування керованих випрямлячів дозволяє зменшити габарити і вартість перетворювачів в порівнянні зі схемами, що використовують автотрансформатори та дроселі насичення.

Завдяки тому що тиристори володіють порівняно високою швидкістю перемикачів це дозволяє використовувати їх в пристроях захисту від перевантаження і короткого замикання вихідних кіл джерел вторинного електроживлення. Джерела вторинного електроживлення це перетворювачі електричної енергії основного джерела електроенергії (наприклад, промислової мережі) в електроенергію з параметрами, необхідними для функціонування допоміжних приладів.

Перевагами розробленої схеми є відсутність необхідності формувати довгі або здвоєні імпульси, можливість безпосереднього підключення системи керування до силової частини без здійснення гальванічної розв'язки між ними.

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						63
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Перевагою несиметричного режиму перед симетричним є менша споживана перетворювачем реактивна потужність та простота реалізації. Несиметрична схема знаходить широке застосування в випрямлячах невеликої потужності.

Для системи керування випрямлячем було вибрано багатоканальну систему управління, що має переваги у вигляді максимально простоти схеми ФЗП і вихідного формувача кожного каналу. При використанні вертикального принципу управління досягається максимальна швидкодія, так як канали виробляють керуючі імпульси по черзі, безперервно відслідковуючи зміни сигналу управління.

Реалізування системи управління на мікроконтролері Atmega 16 дозволило максимально спростити схему для СУ.

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
						64
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Китаєв В. Е., Шляпінтох Л. С. Електротехніка з основами промислової електроніки. – Москва, Вища школа, 1980 г. – 254 с.
2. Технології завжди поруч. Розділ Електротехніка – Випрямлячі змінного струму – <http://technologies.info/electrotechnika-24799/vypriamiteli-47618.html>
3. Тимеркаєв Б. Випрямлячі струму. Принцип роботи і схеми випрямлення електричного струму – <https://meanders.ru/vypriamitely.shtml>
4. НТУ «Дніпровська політехніка». Що таке випрямляч – http://elprivod.nmu.org.ua/ru/entrant/What_is_rectifier.php
5. Радіоелектроніка для початківців. Типи випрямлячів змінного струму – <http://go-radio.ru/vipramiteli.html>
6. Як працює випрямляч. Випрямлячі. Призначення, класифікація, основні схеми і розрахунок. – <https://strpo.ru/electrical-equipment/how-does-the-rectifier-work-rectifiers/>
7. Однополупериодный выпрямитель Принцип действия, коэффициент пульсации выпрямленного тока – Электротехника. Реферат №1 Основы промышленной электроники, <https://studfiles.net/preview/583475/page:3/>
8. Чебовский О.Г. и др. Силовые полупроводниковые приборы. – М.: Энергия, 1975. – 512 с.
9. Классификация полупроводниковых выпрямителей – Основы электроники, Школа для елетрика, <http://electricalschool.info/main/drugoe/421-klassifikacija-poluprovodnikovyykh.html>
10. Lander, Cyril W. (1993). "2. Rectifying Circuits". Power electronics (3rd ed.). London: McGraw–Hill.
11. Владимирский государственный университет им. Столетовых. Лекции. – <https://studfiles.net/preview/2393406/>

12. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. – М.: Высшая школа, 1980 г. – 424 с.
13. Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение «донской государственный технический университет» – https://studopedia.ru/10_275344_sheme-vipryamleniya-sheme-mitkevicha.html
14. Забородин Ю.С. Промышленная электроника. – Москва, Вища школа, 1982 г. – 497 с.
15. Познайка.Орг Однофазные управляемые выпрямители – <https://poznayka.org/s69091t1.html>
16. В.П. Петрович, Н.А. Воронина, А.В. Глазачев Силовые преобразователи электрической энергии, Издательство Томского политехнического университета, 2009 г. – 239 с.
17. Понкротова И.А. Электронные преобразователи вагонов – Москва, 2016 г. – 193 с.
18. Школа для электрика. Однофазные выпрямители – схемы и принцип действия – <http://electricalschool.info/electronica/1601-odnofaznye-vypryamiteli.html>
19. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – Киев: Вища школа, 1983. – 431 с.
20. Хелпикс.Орг – Интернет помощник – <https://helpiks.org/6-18046.html>
21. Герасимова В.Г. Основы промышленной электроники – Москва, Вища школа, 1986 г. – 336 с.
22. Котлярский А.И., Миклашевский С.П., Наумкина Л.Г., Павленко В.А. Промышленная электроника – Москва «Недра», 1984 г. – 284 с.
23. Студенческая библиотека. Трехфазный мостовой несимметричный управляемый выпрямитель – https://studbooks.net/2350068/tehnika/trehfaznyy_mostovoy_nesimmetrichnyy_upravlyaemyy_vypryamitel

24. Исаков Ю.А. и др. Основы промышленной электроники. – К.: Техника, 1976.–554с.
25. Писарев А.Л., Деткин Л.П. Управление тиристорными преобразователями. - М.: Энергия, 1975. - 264 с.
26. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника – Москва Энергоатомиздат, 1988 г. – 320 с.
27. Владимирский государственный университет им. Столетовых. Лекции – <https://studfiles.net/preview/5773552/page:14/>
28. Студопедия – лекционный материал для студентов – https://studopedia.su/9_101398_vertikalnogo-tipa.html
29. Аристов Е.В. Основы микропроцессорной и преобразовательной техники – Издательство Пермского государственного технического университета, 2008 г. – 115 с.
30. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники – Новосибирск, 2003 г. – 659 с.
31. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы. Справочник / Под общей ред. Н.Н.Горюнова. - М.: Энергоиздат, 1982. - 744 с.
32. Полупроводниковые приборы: транзисторы. Справочник / Под общей ред. Н.Н.Горюнова. - М.: Энергоиздат, 1982. - 904 с.
33. Лавриненко В.Ю. Справочник по полупроводниковым приборам. - Киев: Техніка, 1978. - 216 с.
34. Оборудование технологии разработки. Урок 37. Широтно-импульсная модуляция в Ардуино - <http://mypractic.ru/urok-37-shirotno-impulsnaya-modulyaciya-v-arduino.html>
35. Сайт паяльник. PWM или ШИМ на AVR для новичков. Часть 2 - программный ШИМ - <http://cxem.net/mc/mc253.php>
36. Многоканальный программный ШИМ в AVR. Разработка под Arduino - <https://habr.com/ru/post/152299/>

					ДС51.512110.001.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		67

Поз.	Найменування	Кіл.	Примітки
	<u>Діоди</u>		
VD1-VD3	КД202М	3	
	<u>Тиристори</u>		
VS1-VS3	T138-600E	3	
	<u>Кварци</u>		
X1	16 МГц	1	
	<u>Конденсатори</u>		
C1	22 мкФ	1	
C2,C3,C4	22 пФ	3	
	<u>Резистори</u>		
R	1,33 Ом	1	
R1-R3	10 кОм	3	
	<u>Мікросхеми</u>		
U1	АТМega16	1	
	<u>Трансформатор</u>		
ТХ	ТН60-60-220	1	
	<u>Дроселі</u>		
L1	1 мкГн	1	

					ДС51.510.403.001 ПЕ					
Зм	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Трифазний мостовий керований випрямляч Перелік елементів			Лім.	Аркуш	Аркушів
Розроб.		Татарченко А.І.								
Перевір.		Ямненко Ю.С.							1	68
Т. контр.								КПІ ім. Ігоря Сікорського, ФЕЛ гр. ДС-51		
Н. контр.		Батрак Л.М.								
Затверд.		Ямненко Ю.С								

ABSTRACT

AC is easily transformed using transformers, it is transmitted over wires with minimal losses. State power plants supplying electricity to industrial enterprises produce alternating current. However, for some applications, alternating current is fundamentally not suitable. Many electrical devices in urban and railway transport, in the chemical and radio industry, in non-ferrous metallurgy, and others. work on a current of a constant direction of different voltage. 25-30% of electric energy is used in DC systems: charging batteries requires direct current, LEDs require direct current, and many more simply do not do without DC.

Rectifiers are widely used in power supply units for computers, uninterruptible power supply units, chargers for mobile phones and laptops, transformer substations for electric transport, in direct current electric motors, for feeding electrified transport, electrolysis processes, automation equipment, various electronic circuits.

Three-phase rectifiers in household appliances are usually not used. The only device that can be used at home is a welding machine.

Three-phase high-voltage rectifiers are used in electric locomotives, city electric transport (tram, trolleybus, metro), in industrial installations for electrolysis. Similarly, industrial gas cleaning systems, drilling and welding equipment use three-phase rectifiers.

In the thesis will be considered different types of rectifiers, their control systems, as well as modulated, investigated and calculated scheme of three-phase bridge asymmetric controlled rectifier.

The three-phase bridge circuit of a controlled rectifier has several advantages: the possibility of creating high-power rectifiers, high efficiency, low pulsation of rectified voltage, efficient use of the possibilities of the transformer. The advantage of the asymmetric mode before the symmetric is the less reactive power consumed by the converter and the ease of implementation. The non-symmetric scheme is widely used in rectifiers of low power.

The power of a controllable rectifier, made on controlled valves - thyristors, can only work when the electrodes are applied at certain moments of the pulse time, ensuring the inclusion of these valves.

Control systems are often very complex devices for processing information and vary great variety, depending on the type of converter and the area of its application.

In addition, the control system can perform other functions: start and stop the unit, implement protection from emergency modes, etc. However, the implementation of these additional functions also reduces to the determination of the moment of supplying control impulses to the thyristors of the converter, or to prevent the formation of control pulses (stop the unit, the operation of the protection).

The first task that is performed in control systems is the typical task of information electronics: the transformation of a signal (voltage, current, or code) in a time interval. In rectifiers with natural switching, the moment of switching on the valves is deducted from the moment of natural switching. Such an information problem is reduced to the determination of the control angle, that is, the phase shift of the control pulse relative to the moment of natural switching. The node of the control system that performs the task of converting a signal into an angular interval is called a phase-shifting device.

The second task, performed in control systems, is to form the control pulse in form, duration, amplitude. This task is performed by nodes of the control system, called the initial formers. Most often rectangular control pulses are formed. Duration, amplitude and power of these impulses are determined in accordance with the parameters of power thyristors and modes of rectifier. When creating the output formers it is important to achieve high noise immunity to their work, because in the power part of the converter there are ramping voltages of large amplitude, which can penetrate through the parasitic capacitances in the control system.

The advantage of multichannel control systems is the maximum simplicity of the FPC scheme and the output formers of each channel. When using the vertical control principle, the maximum speed is achieved, since the channels generate control pulses in turn, continuously tracking changes in the control signal.

However, multi-channel SOs have serious shortcomings. Any asymmetry in the operation of control channels leads to asymmetry of pulses of control applied to power thyristors. At the same time, the form of straightened voltage sharply worsens, pulsations grow. The main source of asymmetry are generators of reference voltages. When forming the reference voltages from the network voltage during the filtration, a phase shift is introduced, which may vary considerably in the control channels. The higher the non-sinusoidal network, the higher the phase error. In this case, it is necessary to use a linear form of reference signals. However, it is technically very difficult to provide the formation of identical reference and voltage amplitudes in the m channels of the SO, since the generator of the linear voltage change of each channel has a limited accuracy and stability characteristics.

The most common are multichannel synchronous control systems for thyristor converters, built on the vertical principle due to the simplicity of implementing control systems, the unification of its nodes, as well as applications for different types of converters. The feature of multichannel control systems is that the formation and phase shift of the pulses are carried out in a separate channel for each valve shoulder of the multiphase thyristor converter.

At present, with the development of the microcontroller industry and the emergence of optocouplers for large currents and voltages, it has become possible to design controlled rectifiers for a very simple circuit.

The use of microcontrollers allowed:

- Simplify control circuitry for one chip;
- Include the function of control input and output voltages;
- Automatically adjust the output voltage according to a given algorithm depending on external factors;
- Remote control and control rectifier.

PWM signal is a pulse signal of a certain frequency and frequency.

Frequency is the number of periods in one second. Happiness - the ratio of the pulse duration to the duration of the period. You can change both and the other, but to control the rectifier is enough to control the efficiency.

The principle of regulation by means of PWM is the change of pulse width at constant amplitude and signal frequency.

The advantages of this method are the ability to organize PWM on absolutely any leg of any port of the controller, and the minus is associated with significant costs at the processor time.

The microcontrollers have hardware support for PWM and several channels for it, for the Atmega 16 microcontroller they are 4 (output OC0, OC1A, OC1B, OC2). Hardware means no downloading processor computing. Also, all microcontrollers (MK) AVR contain an 8-bit timer / counter, one of which modes is the pulse-width modulator (PWM) mode.

Hardware PWM generator microcontroller has the following disadvantages:

- the hardware PWM is tightly tied to certain conclusions of the MK, it can not be reassigned to another leg,
- the number of PWM hardware channels is limited, it depends on the MK model,
- the hardware PWM bit can not be changed.

The PWM software on the AVR microcontroller is the process of including at a certain time on the leg of the controller of the logical unit, the delay for a certain time, and then setting the logical zero for a certain time and so on the cycle.

Implementation of the software method for receiving the PWM signal is simple, but high demands on the frequency of the microcontroller and a large amount of processor time, in contrast to the hardware that works imperceptibly for the main program, are the disadvantages of this method.

The principle of software implementation is to simulate the timer operation in PWM mode. The required pulse duration is given by the variables, respectively, one for each channel. The eight-bit timer starts at the main frequency of the MK and generates interruptions over the overflow, that is, every 256 cycles. This imposes a limitation on the duration of the interrupt processing procedure - it must be put into 256 cycles. As a result, one full PWM period is $256 \times 256 = 65536$ th. The octal variable-counter is incremented by one for each interruption and acts as a position

pointer inside the PWM loop. All this provides a minimum PWM increment of $1/256$, and a pulse frequency of $f / (256 \times 256)$, where the f -frequency of the assigning oscillator of the microcontroller. It should be noted that the clock frequency of the microcontroller should be high enough.

Rectifiers are widely used in all areas of electronics and electricity as a whole. Rectifier chains are installed everywhere - from miniature power units and radios to power circuits of the most powerful DC motors in crane equipment.

The typical schemes of uncontrolled single-phase and three-phase rectifiers, as well as circuits of controlled rectifiers for voltages of one and three phases were considered. For tasks in which it is required not only transformation of the alternating voltage into a constant but also a smooth change in the value of the rectified voltage, the schemes of controlled rectifiers are used.

As a result of the bachelor's work, the scheme of a three-phase bridge controlled rectifier with an asymmetric control law was designed, selected and designed.

Circuits of controlled rectifiers are widely used in automation devices and power sources as regulators, stabilizers and protection devices. The use of controlled rectifiers reduces the size and cost of converters compared to circuits using autotransformers and saturation chokes.

The advantages of the developed scheme are the absence of the need to form long or dual pulses, the ability to directly connect the control system to the power unit without making a galvanic isolation between them.

The advantage of the asymmetric mode before the symmetric is the less reactive power consumed by the converter and the ease of implementation. The non-symmetric scheme is widely used in rectifiers of low power.

For the rectifier control system, a multi-channel control system has been selected that benefits from the simplest visco-shifter scheme and the output former of each channel. When using the vertical control principle, the maximum speed is

achieved, since the channels generate control pulses in turn, continuously tracking the changes in the control signal.